NUMERO 5

LIRE 350

Heathkit®

A SUBSIDIARY DAYSTROM INC.

Oscilloscopio da Laboratorio 5"

Modello IO-12

L'impiego dei circuiti stampati permette il raggiungimento di una elevata uniformità delle caratteristiche elettriche.

Nei pannelli con i circuiti stampati sono stati impiegati fogli di rame laminato su una piastra di materiale fenoplastico per la tracciatura dei percorsi. I terminali dei componenti elettrici, scelti fra quelli di maggior pregio, sono infilati attraverso i fori praticati nello stesso pannello e saldati con il foglio di rame.

I componenti convenzionali montati sulle piastre a circuito stampato hanno una robusta sistemazione meccanica e permettono nel tempo una facile manutenzione dello strumento.

Ogni scatola di montaggio è dotata di un chiaro libretto di istruzioni.

CANALE VERTICALE

Sensibilità	10 mVolt efficaci per cm a 1 KHz
Risposta di frequenza	Piana entro ± 1 dB da 8 Hz a 2,5 MHz. Piana entro + 1,5 — 5 dB da 3 Hz a 5 MHz - Risposta a 3,58 MHz — 2,2 dB
Tempo di salita	Uguale od inferiore a 0,08 microsecondi
Overshoot	Uguale o minore al 10%
Impedenza d'ingresso	× 1 = 21 pF in parallelo a 2,9 MΩ; × 10 e × 100 12 pF in parallelo a 3,4 MΩ
Caratterist. dell'ingresso	Condensatore di blocco incorp. (600 V cc)
Posizione verticale	Del tipo a V cc; permette la regolazione verticale della macchia catodica di ± 37,5 mm dal centro dello schermo

CANALE ORIZZONTALE

Sensibilità	120 mV efficaci per cm a 1 kHz
Risposta di frequenza	Piana entro ± 1 dB da 1 Hz a 200 kHz. Piana entro ± 3 dB da 1 Hz a 400 kHz
Impedenza d'ingresso	31 pF in parallelo a 30 MΩ
Attenuatore	Di tipo a bassa impedenza con uno stadio separatore catodico
Caratterist. dell'ingresso	Segnale esterno selezionabile, tensione di rete con regolazione della fase, due segnali di « sweep » a f. predisposta, oppure di un segnale di « sweep » variabile interno
Posizione orizzontale	Del tipo a V cc, permette una estesa escursione orizzontale sufficiente per una accurata osservazione di ogni punto

GENERATORE ASSE TEMPO

Gamme	10 Hz ÷ 500 kHz in 5 sottogamme 10 - 100 Hz; 100 - 1000 Hz; 1 kHz - 10 kHz; 10 - 100 kHz e 100 - 500 kHz
Gamme delle regolazioni predisposte	N. 1; 10 ÷ 100 Hz; N. 2 1000 ÷ 10.000 Hz
Sincronismo	Circuito automatico con separatore catodico autolimitatore. Il commutatore permette di predisporre il sincronismo positivo o negativo interno, oppure con la rete, oppure con un segnale esterno.

GENERALI

Cancellazione della traccia di ritorno	Cancellazione di intervalli inferiori al 30% della durata della traccia
Regolatore di fase	La fase è regolabile da 0 a 135 gradi
Calibratore di tensione	Sorgente incorporata, 1 Volt picco-picco. Lo schermo tarato del tubo e l'attenuazione d'ingresso permette la misura di tensioni nel campo 10.000 ÷ 1 V
Modulazione dell'asse Z	Attraverso un condensatore ad elevato isolamento è possibile modulare in intensità il pennello catodico con tensioni alternate efficaci varianti da 8 a 20 Volt
Tubi elettronici impiegati	1-5UP1; 1-6AB4; 1-6AN8; 1-12BH7; 1-6J6; 3-12AU7; 1-EX84; 1-IV2; 1-6C4
Alimentazione	110 oppure 220 Volt, 50 Hz, 80 Watt
Dimensioni	21,5 cm di larghezza; 35 cm di altezza; 40 cm di profondità. **Peso netto** kg 9,5 ca

Organizzazione commerciale di vendita:
PIAZZA 5 GIORNATE 1 • **MILANO** • TELEFONI N. 795762 - 795763

Agenti esclusivi di vendita per

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: Soc. **FILC RADIO** - ROMA - Piazza Dante, 10 - Tel. 736771
EMILIA - MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** - BOLOGNA - Via S. Carlo, 7 - Tel. 225858
VENETO: Ditta **E. PITTON** - PORDENONE - Via Cavallotti, 12 - Tel. 2244
TOSCANA: **G. A. P. s.a.s.** - LIVORNO - Via Cogorano, 10/12 - Tel. 34492
CAMPANIA - BASILICATA: Ditta **D. MARINI** - NAPOLI - Via Duomo, 254 - Tel. 320773

ANNO XXXV **5**

MAGGIO 1963

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.**

Gerente **Alfonso Giovene**

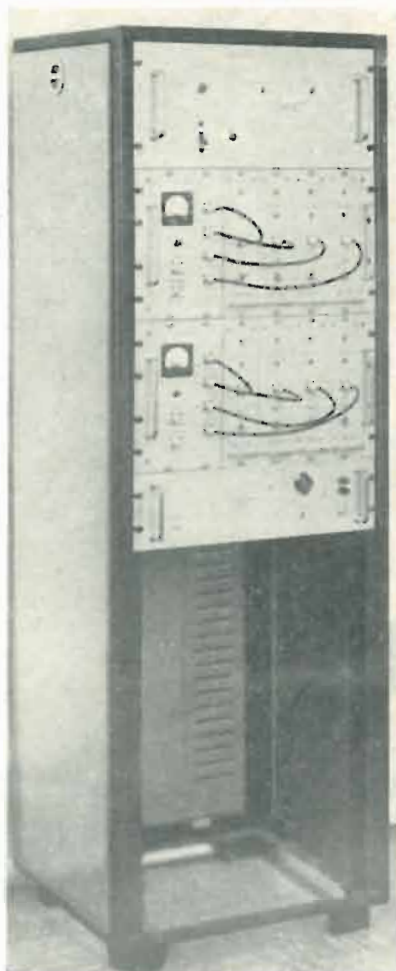
Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

SOMMARIO

A. Banfi	**193**	Il modo nuovo
P. Quercia	**194**	Calcolo di un amplificatore a diodo tunnel nella gamma UHF (parte seconda)
B. Peroni	**201**	Contributo della cibernetica all'evoluzione del pensiero scientifico e tecnico.
	204	Notiziario industriale
A. Longhi	**208**	Progettazione semplificata di filtri
	214	Multivibratori a transistori con periodo di lunga durata
P. Soati	**216**	Note di servizio del ricevitore di TV Philips 23 TX320A
	221	Segnalazione brevetti
A. Contoni	**222**	Amplificatore americano di nuovo stile
P. Postorino	**226**	Misura della reattanza di altoparlanti
A. Turrini	**230**	I circuiti stampati e l'alta fedeltà
a.f., P. Soati	**234**	A colloquio coi lettori
	240	Archivio schemi

Direzione, Redazione
Amministrazione
Uffici Pubblicitari

VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

....AUTOMAZIONE NEI COLLAUDI

con il

Generatore panoramico sequenziale P 180

- alimenta un'intera linea di collaudo
- permette tutte le operazioni di allineamento
- evita le commutazioni manuali
- aumenta la produttività degli operatori
- è completamente transistorizzato, per la massima continuità di esercizio
- è adatto sia alle linee radio, sia alla TV
- già adottato da grandi complessi

PRINCIPALI CARATTERISTICHE

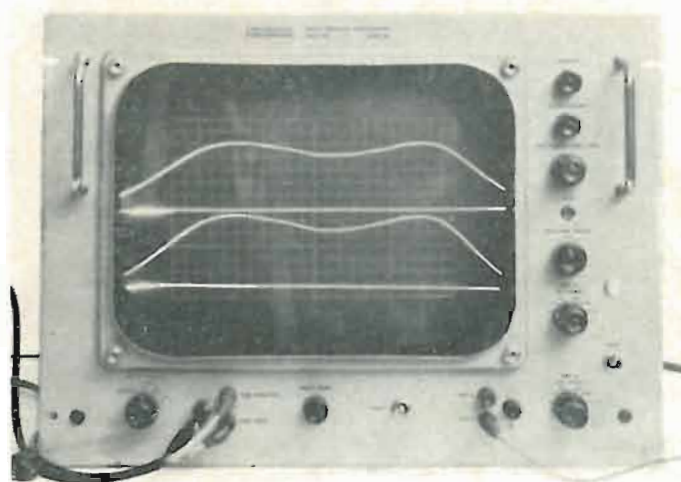
Fino a 10 canali: su 1 o 2 cavi
Uscita 1V/eff: sul cavo 50 Ω
Linearità di ampiezza: ± 1 dB su tutte le gamme
Deviazione di frequenza: fino al 30% (a frequenza rete)
Marcatori: a quarzo, uscita impulsiva per presentazione X o Y
Costruzione: modulare, con canali intercambiabili a plug-ins

....e per i posti di lavoro:

Oscilloscopio panoramico S 780

L'Oscilloscopio a grande schermo completamente transistorizzato nelle versioni a 1 o 2 tracce.

PRINCIPALI CARATTERISTICHE

Schermo: 14"
Sensibilità: 1mVeff/cm
Banda passante: per una fedele riproduzione delle curve di risposta
Marcatori: sull'asse **Z**
Costruzione: rack 8 unità

IMETRON produce inoltre i suoi classici generatori panoramici industriali, P101 monocanale, P102 a 10 canali, oltre ad una vasta gamma di apparecchiature per l'elettronica e l'automazione.

INDUSTRIA MISURE ELETTRONICHE

Milano - Via Teodosio 33 - Tel. 2360008

dott. ing. Alessandro Banfi

Il modo nuovo

Che potrebbe essere chiamata anche la " moda " nuova.
Trattasi di una nuova tendenza, già manifestatasi da qualche anno in Germania ed Inghilterra, e da noi segnalata e commentata a suo tempo, nell'ascolto della musica registrata.
Tale nuovo modo, consiste nel registrare le musiche o canzoni preferite, su un nastro magnetico, prendendole generalmente dalla radio o dalla TV, ma anche da dischi a prestito.
La produzione dei registratori a nastro magnetico è salita alle stelle in Germania e pare proprio per questo motivo.
Se il registratore è di tipo portatile, alimentato con batterie a secco da 6 Volt, o meglio ancora a 12 Volt, può essere vantaggiosamente usato in automobile al posto della radio o del giradischi, avendo sempre comodamente a portata di mano le musiche preferite.
Si possono così preparare delle " nastroteche " con varie bobine di musica registrata, della durata da 1 a 2 ore, con evidenti vantaggi nei rispetti del comune giradischi.
Sul piano giuridico la cosa è perfettamente legale a condizione che la registrazione sia a fine strettamente personale, e non venga pertanto commerciata o diffusa oltre la cerchia familiare.
Le compagnie discografiche tedesche ed inglesi si sono messe in allarme, tentando di escogitare qualche rimedio per arginare questo nuovo modo d'ascolto, dopo aver constatato un sensibile " calo " nelle vendite dei dischi, ma sinora senza palesi risultati positivi.
D'altra parte l'industria radioelettronica tedesca ed inglese punta decisamente su questo nuovo profilo d'impiego dei registratori a nastro; tanto che ad es. in Germania, con oltre 30 Ditte costruttrici, il mercato del registratore magnetico ha assunto una importanza insperata.
Anche presso l'ultima Fiera di Milano, questa nuova tendenza ha trovato una conferma nell'imponente presenza di registratori magnetici sia nazionali che esteri.
Per la verità il nostro pubblico discoamatore, non si è reso ancora conto esatto delle nuove possibilità offerte dal citato impiego del registratore a nastro, particolarmente se di tipo portatile con alimentazione a batterie a 6 o 12 volt (auto).
Ma questo nuovo modo d'ascolto si diffonderà certamente, specialmente come impiego in automobile ove il giradischi è molto infirmato dalle scosse dell'auto in marcia, oltre che richiedere via via la sostituzione dei dischi.
Nei confronti dell'auto-radio il registratore magnetico ha in suo favore l' immunità dai disturbi causati dall' accensione del motore, un repertorio sicuro e continuo per lungo tempo di musiche gradite, e l' esenzione da qualsiasi tassa.
Come si può quindi rilevare, il registratore a nastro magnetico rappresenta un ottimo argomento di grande interesse per la nostra industria e per il nostro mercato dei prossimi mesi.
Dal lato tecnico la registrazione può venire effettuata sia elettricamente, pel tramite di un collegamento esterno fra radioricevitore (bobina altoparlante) ed il circuito d'entrata del registratore, oppure più semplicemente, ma con minore fedeltà acustica, mediante un microfono accostato all'altoparlante del ricevitore, che si deve supporre di soddisfacente qualità musicale.

A

dott. ing. Paolo Quercia

Calcolo di un amplificatore a diodo tunnel nella gamma UHF

(parte seconda di due parti)

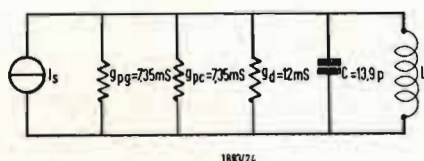
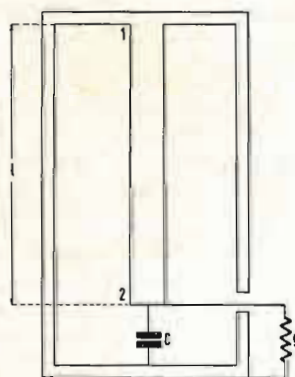
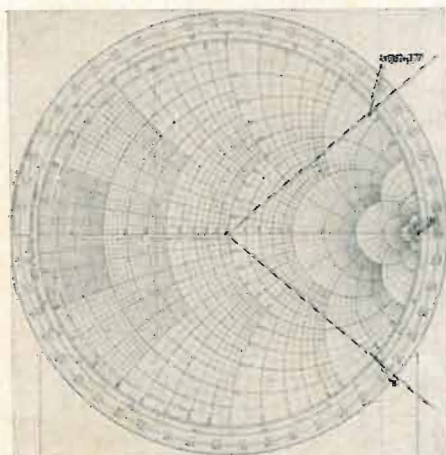



Fig. 8.1

8. - CALCOLO DELLA CAVITÀ

Stabilito il circuito equivalente dell'amplificatore, (fig. 8-1), verificata la stabilità (le perdite della cavità, trascurate in prima approssimazione, tendono a stabilizzare il circuito), calcolato il valore approssimativo del guadagno (7.3-3) e della larghezza di banda (7.3-4), procediamo al calcolo della cavità costituente il circuito risonante e la conduttanza di perdita g_n, per ottenere successivamente valori più precisi del guadagno, mediante la (4.1-1) e della larghezza di banda mediante la (4.2-1).

8.1. Scegliamo l'impedenza caratteristica Z_0 della cavità coassiale in $\lambda/4$, $Z_0 = 60\ \Omega$.

La cavità è caricata dalla capacità $C = 13{,}9$ pF (7.3-5) e dalla conduttanza $g = 2{,}7$ mS (7.3-2)
La figura schematica è la 8.1-1.
Il calcolo della lunghezza e della cavità conviene effettuarlo con l'ausilio della carta di Smith fig. 8.1-2.
La cavità è caricata dalla conduttanza $g = 2{,}7^{-3}$ S e della suscettanza capacitativa.

$$b = 330 \,.\, 10^7 \,.\, 13{,}9 \,.\, 10^{-12} = 46 \,.\, 10^{-3} \qquad (8.1\text{-}1)$$

Poichè si tratta di elementi in parallelo risulta

$$y = 2{,}7 \,.\, 10^{-3} + j\, 46 \,.\, 10^{-3} \qquad (8.1\text{-}2)$$

Normalizziamo rispetto al valore $Y_0 = \dfrac{1}{Z_0}$ (impedenza caratteristica della caratteristica della cavità) $Z_0 = 60\ \Omega$.

$$Y_0 = \frac{1}{60} = 16{,}6 \,.\, 10^{-3}\ \text{S}.$$

$$Y_A = \frac{2{,}7 \,.\, 10^{-3}}{16{,}6 \,.\, 10^{-3}} + \frac{46 \,.\, 10^{-3}}{16{,}6 \,.\, 10^{-3}} = 0{,}162 + j\, 2{,}77 \qquad (8.1\text{-}3)$$

Fig. 8.1-1

L'ammettenza Y_A è rappresentata sulla carta di Smith dal punto $A \equiv 0{,}162 + j2{,}77$.
La cavità è un circuito risonante, quindi si ha che le parti reattive devono essere alla frequenza di risonanza, nulle. Cioè $Y_L = Y_C$.
La cavità (fig. 8.1-1) è caricata (punto 2) dalla capacità C e dalla conduttanza g (punto A sulla carta Smith).
Per quanto detto, alla risonanza la reattanza capacitiva del punto A, deve essere compensata.
A partire dal punto 1 di fig. 8.1-1 del corto circuito, cioè $Y = \infty$, sulla carta di Smith punto M, si deve ruotando verso il generatore, avere una induttanza Y_L tale da compensare la capacità Y_C.
Tale induttanza corrisponde all'arco MN sulla carta. Tale arco MN corrisponde ad un tratto di linea l.

$$l = 0{,}306\lambda - 0{,}25\lambda = 0{,}056\lambda$$

essendo $f = 525$ MHz e $= 0{,}570$ m $= 57$ cm

$$l = 0{,}056 \,.\, 57 = 3{,}18 \text{ cm}.$$

Fig. 8.1-2

Si può vedere dalla carta di Smith che la conduttanza $g = 0{,}162$ S influisce poco sulla lunghezza della cavità.
Rimane da stabilire il diametro esterno del conduttore interno e quello interno del conduttore esterno in modo che l'impedenza caratteristica della linea sia quella prefissata $Z_0 = 60\ \Omega$.
Data la forma del diodo tunnel scelto GE 1N2939 fig. 7.1-1 conviene per poter effettuare le connessioni al diodo stesso le più corti possibile alloggiare il diodo mediante un « finger » nel conduttore interno della cavità stessa fig. 8.1-3. Conviene anche mantenere piccole le dimensioni totali.

Scegliendo il diametro esterno del conduttore interno $d = 6$ mm della relazione:

$$Z_0 = 138 \lg D/d \quad (8.1\text{-}4)$$

Risulta per $Z_0 = 60\ \Omega$ $\quad D = 16{,}3$ mm

Riassumendo le dimensioni della cavità sono:

$l = 32{,}6$ mm lunghezza della cavità (fig. 8.1-1)

$d = 6$ mm diametro esterno del conduttore interno
$D = 16{,}6$ mm diametro interno del conduttore esterno (fig. 8.1-4)

Il diametro esterno del conduttore esterno non avendo nessuna influenza da un punto di vista elettrico, verrà scelto in base a criteri costruttivi.

8.2. Calcolate le dimensioni della cavità, procediamo al calcolo del Q della cavità stessa.

Il Q della cavità viene calcolato tramite due valori Q_1 e Q_2.
Il termine Q_1 tiene conto delle perdite in funzione delle dimensioni della cavità e del materiale adoperato nella sua realizzazione.
Il termine Q_2 tiene conto delle perdite che si hanno nel corto circuito.
Il Q della cavità risulta infine dalla relazione:

$$Q = \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 + Q_2} \quad (8.2\text{-}2)$$

Il calcolo di Q_1 e Q_2 viene agevolato da grafici.

Calcoliamo il valore di Q_1 che è dato dalla relazione [4]:

$$Q_1 = \frac{7650}{2 k_1} \frac{D \ln D/d}{\sqrt{l}\,(1 + D/d)} \sqrt{2x} \ (^2) \quad (8.2\text{-}4)$$

nella quale:

D = diametro interno del conduttore esterno in centimetri,
d = diametro esterno del conduttore interno in centimetri,
k_1 = coefficiente che tiene conto del materiale con cui è costruita la cavità

$k_1 = \sqrt{\frac{X_{Ag}}{X}}$, essendo X_{Ag} = conduttività dell'argento, X conduttività del materiale con cui è costituita la guida,

l = lunghezza della guida in centimetri,

$$x = \frac{2 \pi l}{\lambda}. \quad (8.2\text{-}4)$$

Nel nostro caso, conoscendo le dimensioni della cavità (paragrafo 8.1) e tenendo conto che la cavità risulta argentata internamente, come è buona norma per tutte

(2) La relazione per il calcolo del Q è stata ricavata nel caso di una cavità caricata con una capacità. In effetti nel nostro caso abbiamo anche una conduttanza in parallelo. Dalla carta di Smith si può vedere agevolmente che però tale conduttanza, nel nostro caso, influisce poco sulla lunghezza della cavità. Si è preferito ricavare la lunghezza della cavità tramite la carta di Smith appunto per mettere in evidenza l'influenza che hanno g e c nel nostro caso.

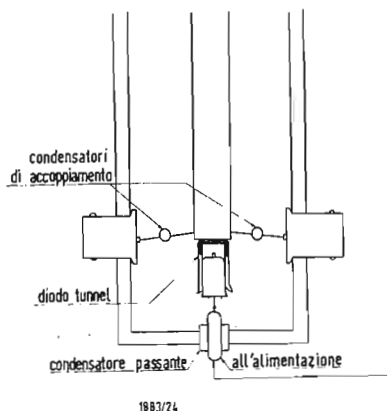



Fig. 8.1-3

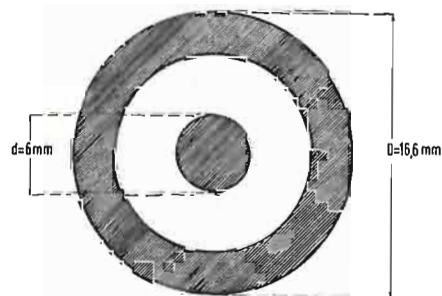



Fig. 8.1-4

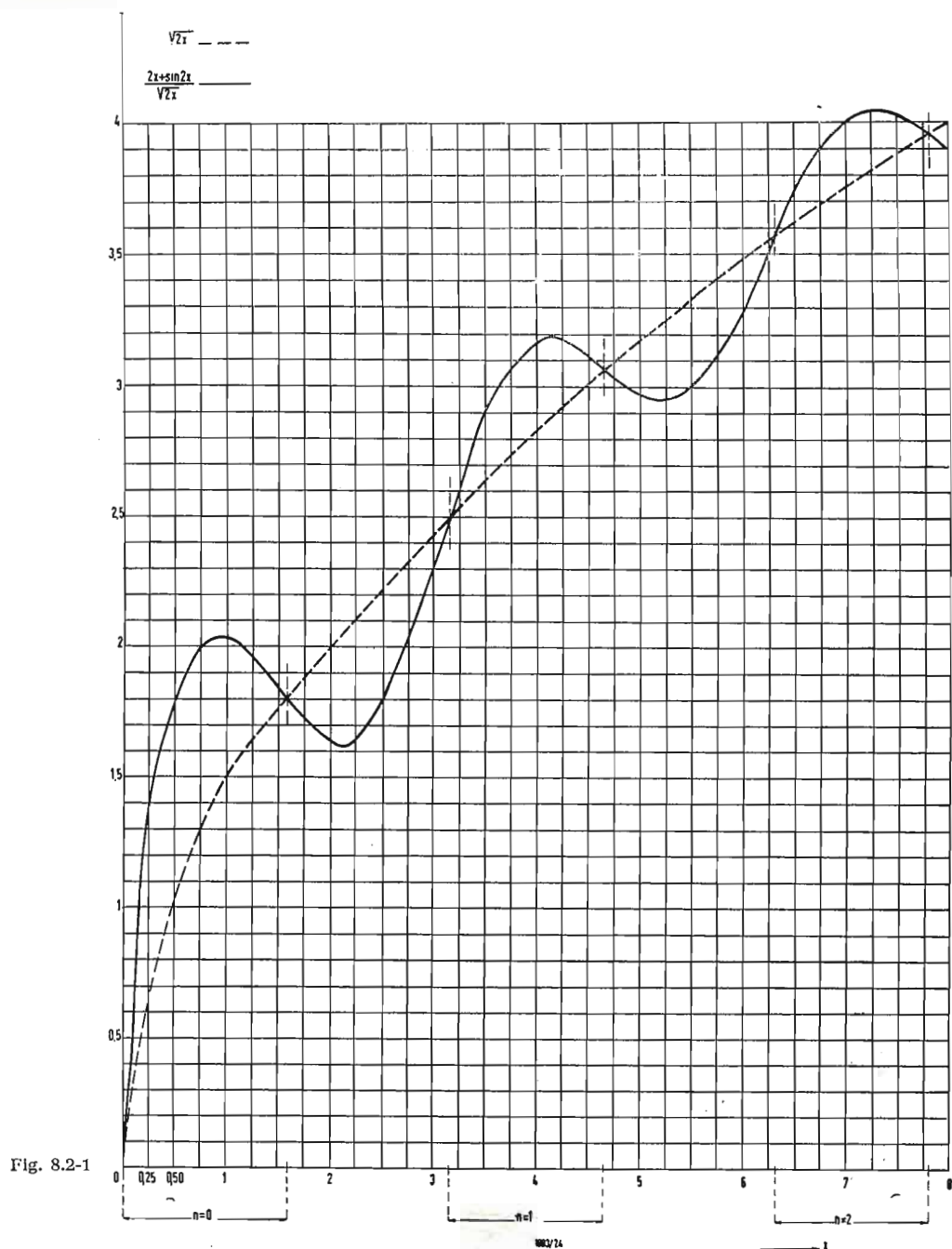



Fig. 8.2-1

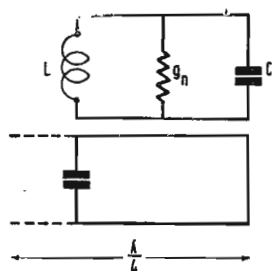



Fig. 8.3-1

le apparecchiature funzionanti a queste frequenze, si ha $k_1 = 1$, sostituendo i numeri alle lettere:

$$x = \frac{6{,}28 \, . \, 3{,}18}{57} = 0{,}352$$

$\sqrt{2x} = 0{,}835$ dal grafico di fig. 8.2-1.

$$Q_1 = \frac{7650}{2k_1} \frac{1{,}63 \ln \dfrac{1{,}63}{0{,}6}}{\sqrt{3{,}18}\left(1 + \dfrac{1.63}{0{,}6}\right)} \, . \, 0{,}835 = 685$$

Il valore di Q_2 è dato dalla relazione

$$Q_2 = \frac{7650}{2\,k_1} \sqrt{l} \; \frac{2x + \text{sen}\, 2x}{\sqrt{2x}} \qquad (8.2\text{-}5)$$

Il termine $\dfrac{2x + \text{sen}\, 2x}{\sqrt{2x}}$ si ricava dal grafico di figura 8.2-1 conoscendo x.

Nel nostro caso:

$x = 0{,}352$ e dal grafico $\dfrac{2x + \text{sen}\, 2x}{\sqrt{2x}} = 1{,}45$, quindi:

$$Q_2 = \frac{7650}{2}\ 3{,}18 \ .\ 1{,}45 = 8400$$

Infine si può ricavare il Q della cavità, mendiante la (8.2-2)

$$Q = \frac{Q_1\, Q_2}{Q_1 + Q_2} = \frac{685\ .\ 8400}{685 + 8400} = 670$$

8.3. Conoscendo il valore del Q, si può calcolare la resistenza R_c di perdita in parallelo del circuito antirisonante equivalente fig. 8.3-1.

Calcoliamo il termine:

$$l^* = 0{,}1875\ .\ Z_0\, C\ [\text{cm}, \Omega, \text{pF}] = 0{,}1875\ .\ 60\ .\ 13{,}9 = 156{,}37\ \text{cm} \qquad (8.3\text{-}1)$$

Il rapporto:

$$\frac{\lambda_0}{l^*} = \frac{57}{156{,}37} = 0{,}37 \qquad (8.3\text{-}2)$$

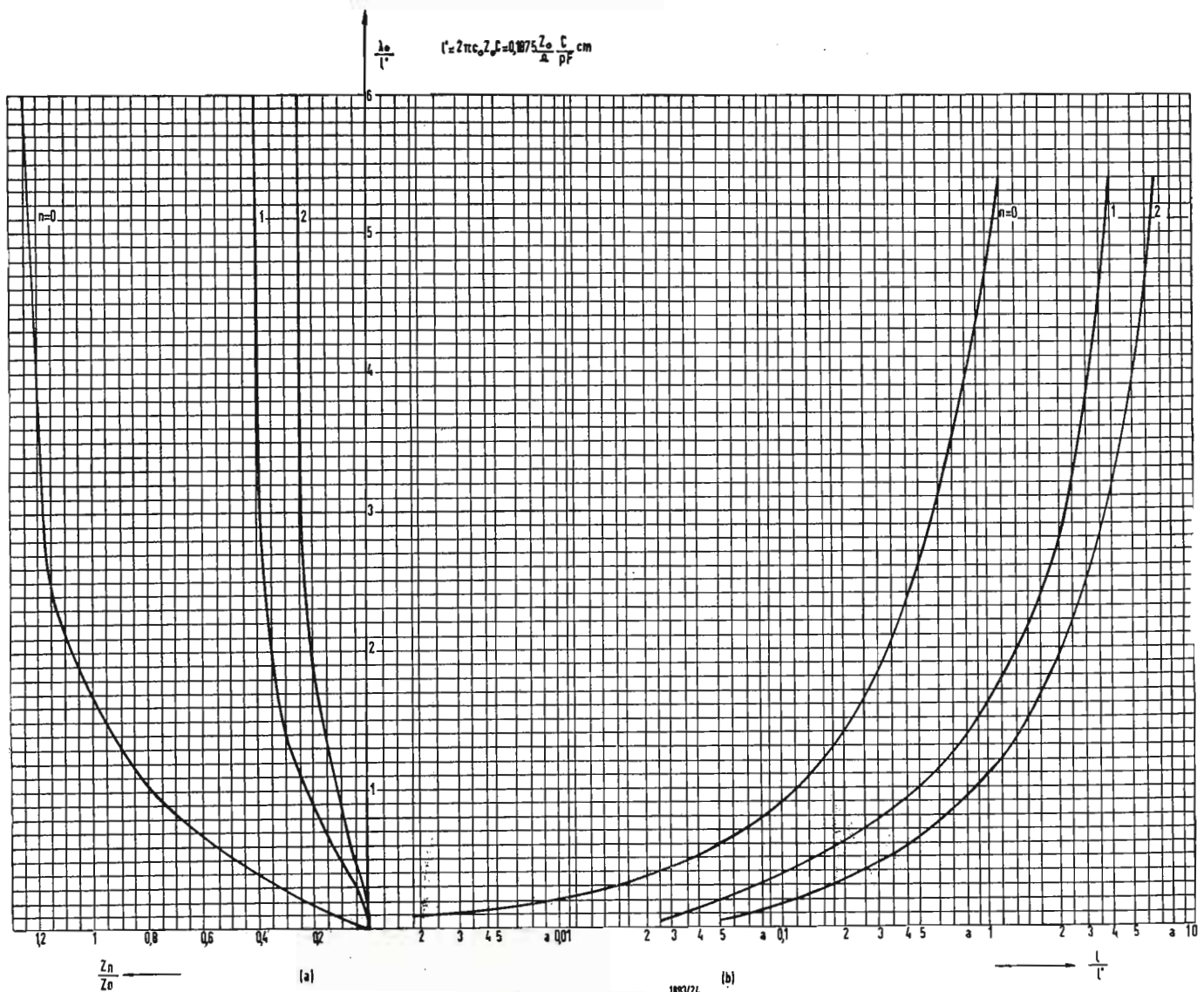



Fig. 8.3-2

Dal diagramma di fig. 8.3-2 a, in corrispondenza al valore $\frac{\lambda_0}{l^*}$ in ordinata si legge in ascissa il rapporto $\frac{Z_n}{Z_0}$, considerando la curva $n = 0$ (sul diagramma sono riportate le curve $n = 0$; $n = 1$; $n = 2$ da usarsi a seconda che si hanno cavità risonanti in $\frac{\lambda}{4}$, $\frac{3\lambda}{4}$, $\frac{5\lambda}{4}$).

Per $\frac{\lambda_0}{l^*} = 0{,}37$ in ordinata si ottiene $\frac{Z_n}{Z_0} = 0{,}37$

Da cui

$$Z_n = 0{,}37\ Z_0 = 0{,}37 \,.\, 60 = 22{,}20\ \Omega \qquad (8{,}33)$$

Con la relazione

$$R_n = \frac{1}{g_n} = QZ_n = 670 \,.\, 22{,}2 = 14.874\ \Omega$$

$$g_n = \frac{1}{14{,}874 \,.\, 10^3} = 0{,}67 \,.\, 10^{-3}\ \mathrm{S} = 0{,}67\ \mathrm{mS}$$ (3)

9. - CALCOLO DELLA AMPLIFICAZIONE E DELLA LARGHEZZA DI BANDA TENENDO CONTO DELLA CONDUTTANZA DI PERDITA DALLE CAVITÀ

Il circuito equivalente, ricordando la fig. 8.1 risulta quello di fig. 9-1.

9.1. Calcoliamo l'amplificazione.

Mediante la (4.1-1)

$$K = \frac{2\sqrt{s}}{\frac{1+s}{1-\eta} - \frac{1}{R_d\, g_g}\, \frac{u(\theta)}{w(\theta)}} \qquad (4.1\text{-}1)$$

essendo:

$$\eta = \frac{Q_0}{Q_c} = \frac{g_n}{g_{pg} + g_{pc} + g_n} = \frac{0{,}67 \,.\, 10^{-3}}{7{,}35 \,.\, 10^{-3} + 7{,}35 \,.\, 10^{-3} + 0{,}67 \,.\, 10^{-3}} =$$

$$= 4{,}37 \,.\, 10^{-2} \qquad (3{,}2\text{-}4) \qquad (9{,}1\text{-}1)$$

$$s = \frac{g_{pc}}{g_{pg}} = \frac{7{,}35 \,.\, 10^{-3}}{7{,}35 \,.\, 10^{-3}} = 1 \qquad (4.1\text{-}2) \qquad (9.1\text{-}2)$$

$$g_d = -\frac{1}{R_d}\, \frac{u(\theta)}{w(\theta)} = 12\ \mathrm{mS} \qquad (7.1\text{-}9) \qquad (9{,}1\text{-}3)$$

sostituendo nella (4.1-1)

$$K = \frac{2\sqrt{1}}{\frac{1+1}{1 - 4{,}37 \,.\, 10^{-2}} - \frac{12 \,.\, 10^{-3}}{7{,}35 \,.\, 10^{-3}}} = 4{,}6 \qquad (9.1\text{-}4)$$

Fig. 9-1

Con la (7.3-3) si era ottenuto:

$G = K^2 \simeq 30 \simeq 14{,}77$ dB mentre con la relazione più precisa (9 1-4)

$G = K^2 = 5{,}3^2 = 28{,}15 = 14{,}45$ dB (9.1-5)

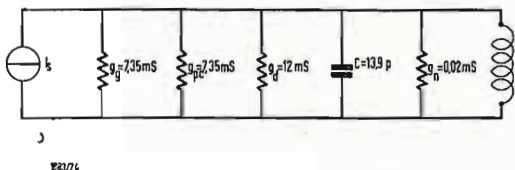
$G = K^2 = 21{,}2 = 13{,}22$ dB (9.1-5)

Il guadagno (9.1-2) tenendo conto delle perdite nelle cavità, risulta giustamente più piccolo del guadagno (7.3-3) calcolato senza tener conto delle perdite nella cavità.

9.2. La larghezza di banda, quando il circuito risonante è una cavità coassiale si calcola come si è già detto, con la (4.2-1)

$$2\,\Delta f = \frac{1}{2\,\pi\,\tau_d\,K}\, \frac{2\,(1-\eta)}{\sqrt{s} + \sqrt{1/s}}\, \frac{2}{1+p} \left[1 - \left(\frac{\theta}{\theta_{Re}}\right)^2\right] \qquad (4.2\text{-}1)$$

essendo:

$k = 5{,}3$	(9.1-4)	$\theta = 2{,}47$		(7.1-4)
$\tau_d = 750 \,.\, 10^{-12}$	(7.1-1)	$\theta_{Re} = 8{,}5$		(7.1-12)
$\eta = 4{,}3 \,.\, 10^{-2}$	(9.1-1)	$p = \frac{2\,n\pi}{\mathrm{sen}\ 2\alpha_0} + \frac{2\alpha_0}{\mathrm{sen}\ 2\alpha_0}$		(4.2-2)

(3) In fig. 8.3*b* è riportato un diagramma che permette di calcolare la lunghezza di una cavità caricata da una pura capacità. Avendo constato mediante la carta di Smith (paragrafo 8,1) che nel nostro caso ha poca influenza la conduttanza $g = 0{,}162$ S si può procedere ad una verifica. In fig. 8.3*b*. Per $\lambda_0/l^* = 0{,}37$ (8.3-2) in ascissa, si legge in ordinata $l/l^* = 0{,}022$ da cui $l = 0{,}022 \,.\, 156{,}37 = 3{,}3$ cm come si è già trovato.

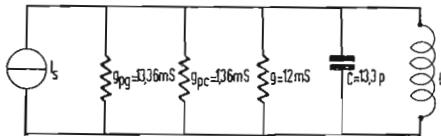



Fig. 10.2-1

$s = 1$ (9.1-2) $\alpha_0 = \text{arctg}\,\dfrac{1}{Z_0\, b}$ (4.2-3)

Calcoliamo le (4.2-2) e (4.2-3) di cui manca il valore numerico.

$$\alpha_0 = \text{arctg}\,\frac{1}{60 \,.\, 46 \,.\, 10^{-3}} = 0{,}263 \text{ rad} \qquad (9.2\text{-}1)$$

essendo $b = \omega\, C = 46 \,.\, 10^{-3}$ S (8.1-1)

La (4.2-2) diventa

$$p = \frac{2 \,.\, 0{,}362}{\text{sen}\, \mathbf{2 \,.\, 0{,}362}} = \frac{0{,}724}{\mathbf{0{,}642}} = 1{,}13 \qquad (9.2\text{-}2)$$

Sostituendo i vari termini nella (4.2-1) si ha:

$$2\,\Delta f = \frac{1}{6{,}28 \,.\, 750 \,.\, 10^{-12} \,.\, 4{,}6} \,.\, \frac{2\,(1 - 4{,}3 \,.\, 10^{-2})}{1 + \sqrt{1{,}1}} \,.\, \frac{2}{1 + 1{,}13} \,.$$

$$.\left[1 - \left(\frac{2{,}47}{8{,}5}\right)^2\right] = 43 \text{ MHz.} \qquad (9.2\text{-}3)$$

10. - RUMORE

10.1. Si può calcolare la cifra di rumore con la relazione (5.1-2)

$$F = 1 + \frac{\eta + s}{1 - \eta} + \frac{1 + s}{(1 - \eta)\,(1 - \xi)}\;\frac{1}{1 - \left(\dfrac{\theta}{\theta_{Re}}\right)^2}\;[0{,}02 I_0 R_d + \xi\,(1 + \theta)^2]$$

$\eta = 4{,}3 \,.\, 10^{-2}$ (9.1-1) $\theta = 2{,}47$ (7.1-4)
$s = 1$ (9.1-2) $\theta_{Re} = 8{,}5$ (7.1-12)
$\xi = 134 \,.\, 10^{-4}$ (7.1-2)

Scegliendo $I_0 = 0{,}5$ mA essendo $R_d = 150$ (paragrafo 7.1) risulta

$$F = 1 + \frac{4{,}3 \,.\, 10^{-2} + 1}{1 - 4{,}37 \,.\, 10^{-2}} + \frac{1 + 1}{(1 - 4{,}37 \,.\, 10^{-2})\,(1 - 134 \,.\, 10^{-4})} \,.$$

$$.\;\frac{1}{1 - \left(\dfrac{2{,}47}{8{,}5}\right)^2} \,.\, [0{,}02 \,.\, 0{,}5 \,.\, 150 + 134 \,.\, 10^{-4}\,(1 + 2{,}47)^2] = 5{,}8\, kT_0 \qquad (10.1\text{-}1)$$

10.2. È interessante applicare le considerazioni svolte nel paragrafo 6 onde ottenere una cifra di rumore più bassa. Poichè i parametri $\xi = \dfrac{r}{R_d}$ (2.1-10) e $\eta = \dfrac{g_n}{g_g + g_c + g_n}$ (3.2-4) non possono essere variati perchè caratteristici del diodo e della cavità prescelti, si deve agire sul parametro $s = \dfrac{g_{pc}}{g_{pg}}$ (4.2-2)

Mantenendo $G_{pg} + h_{pc} = 14{,}7$ mS (7.3-2) per assicurare la stabilità si può cambiare il rapporto $s = \dfrac{g_{pc}}{g_{pg}}$, ponendo ad esempio $s = 0{,}1$ (10.2-1)

Si ha:

$g_{pc} + g_{pg} = 14{,}7$ $\dfrac{g_{pc}}{g_{pg}} = 0{,}1$

Risulta

$g_{pg} = 13{,}36$ mS (10.2-2) $g_{pc} = 1{,}336$ mS (10.2-3)

Per ottenere tali valori occorrerà variare i condensatori di accoppiamento fra il generatore e cavità C_{gs} fig. 7.2-1 e fra cavità ed uscita C_{cs}.

Riferendoci allo schema in parallelo di fig. 7.2-3 e le relazioni riportate in fig. 7.2-2.

$X_p = X_s$

$R_p = \dfrac{X_s^2}{R_s}$ cioè $G_p = \dfrac{R_s}{X_s^2}$ risulta:

$X_s^2 = X_p^2 = \dfrac{R_s}{G_p}$ nel nostro caso:

$R_{gs} = R_{cs} = 60\ \Omega$ (paragrafo 7.2)

e poichè si pone, come si è detto più sopra:

$g_{pg} = 13{,}35$ mS (10.2-2)

risulta il valore del condensatore di accoppiamento fra generatore e cavità $C_{gs} = C_{pg}$ (fig. 7.2-1 e fig. 7.2-3).

$$X^2_{sg} = X^2_{pg} = \frac{60}{13{,}35 \cdot 10^{-3}} = 45 \cdot 10^2 \qquad \omega = 3{,}3 \cdot 10^9$$

$$X_{pg} = 67\ \Omega$$

$$C_{pg} = \frac{1}{\omega X_{pg}} = \frac{1}{3{,}3 \cdot 10^9 \cdot 67} = 4{,}5\ \text{pF}.$$

Analogamente il condensatore fra cavità e carico risulta, essendo $g_{pc} = 1{,}35$ mS (10,2-3) ed il carico $R_c = 60\ \Omega$.

$$X^2_{sc} = X^2_{pc} = \frac{60}{1{,}35 \cdot 10^{-3}} = 445 \cdot 10^2$$

$$X_{pc} = 211\ \Omega$$

$$C_{pc} = \frac{1}{3{,}3 \cdot 10^9 \cdot 211} = 1{,}48\ \text{pF} \simeq 1{,}5\ \text{pF}$$

Il circuito equivalente, essendo $C_d = 7{,}3$ pF (7.1-11) e ponendo $C = C_{pg} + C_{pc} + C_d = 1{,}5 + 4{,}5 + 7{,}3 = 13{,}3$ pF

Risulta quello di fig. 10.2-1.

Calcoliamo il nuovo valore del guadagno K (4.1-1), la larghezza di banda $2\ \Delta f$ (4.2-1) e la cifra di rumore F (5.1-2) ricordando:

$s = 0{,}1$	(10.2-1)	$g_{pg} = 13{,}36$ mS
$g_d = 12$ mS	(9.1-3)	$g_{pc} = 1{,}336$ mS
$\eta = 4{,}37 \cdot 10^{-2}$	(9.1-1)	sostituendo nella (4.1-1)

$$K = \frac{2\ \sqrt{0{,}1}}{\dfrac{1 + 0{,}1}{1 - 4{,}37 \cdot 10^{-2}} - \dfrac{12 \cdot 10^{-3}}{13{,}35 \cdot 10^{-3}}} = 3{,}2 \qquad (10.2\text{-}4)$$

$$G = K^2 = 10\ \text{dB} \qquad (10.2\text{-}5)$$

L'amplificazione risulta diminuita.

Calcoliamo la larghezza di banda mediante la (4.2-1)

Si hanno i coefficienti:

$k = 3{,}16$	(9.1-1)	$\theta = 2{,}47$	(7.1-4)
$\tau_d = 750 \cdot 10^{-12}$	(7.1-1)	$\theta_{Re} = 8{,}5$	(7.1-12)
$\eta = 4{,}37 \cdot 10^{-2}$	(9.1-1)	$p = 1{,}13$	(9.2-2)
$s = 0{,}1$	(10.2-1)		

Sostituendo:

$$2\ \Delta f = \frac{1}{2\pi \cdot 750 \cdot 10^{-12} \cdot 3{,}2} \cdot \frac{2\ (1 - 4{,}37 \cdot 10^{-2})}{\sqrt{0{,}1} + \sqrt{1{,}0{,}1}} \cdot \frac{2}{1 + 1{,}13} \left[1 - \left(\frac{2{,}47}{8{,}5}\right)^2\right] =$$

$$= 38{,}5\ \text{MHz} \qquad (10.2\text{-}6)$$

Anche la larghezza di banda risulta diminuita.

Calcoliamo la cifra di rumore mediante la relazione (5.1-2) essendo:

$\eta = 4{,}37 \cdot 10^{-2}$	(9.1-1)	$\theta = 2{,}47$	(7.1-4)
$s = 0{,}1$	(10.2-1)	$\theta_{Re} = 8{,}5$	(7.1-12)
$\xi = 134 \cdot 10^{-4}$	(7.1-2)		

Scegliendo $I_0 = 0{,}5$ mA ed $R_d = 150\ \Omega$ (paragrafo 7.1)

$$F = 1 + \frac{4{,}3 \cdot 10^{-2} + 0{,}1}{1 - 4{,}3 \cdot 10^{-2}} + \frac{1 + 0{,}1}{(1 - 4{,}3 \cdot 10^{-2})\ (1 - 134 \cdot 10^{-4})} \cdot \frac{1}{1 - \left(\dfrac{2{,}47}{8{,}5}\right)^2}$$

$$[0{,}02 \cdot 0{,}5\ 150 + 134 \cdot 10^{-4}\ (1 + 2{,}47)^2] = 3{,}2 kT_o. \qquad (10{,}2\text{-}7)$$

La cifra di rumore si è abbassata notevolmente, mantenendosi l'amplificazione e la larghezza di banda sufficienti per molte applicazioni.

11. - BIBLIOGRAFIA

[1] L. A. Burgher: Polosa propuscania i coeffizient schuma resonanscogo uscilitelia na tunelnom diodie (Larghezza di banda e cifra di rumore di un amplificatore a diodo tunnel in circuito risonante), *Radiotecnica i Electronica*, Tom VI N° 11 Novembre 1961.

[2] H. Rieck, R. Maurez: Der Tunneldioden - Geradeausverstärker als rauscharme Vorstufe im VHF, *Gebiet Archiv der Elektrischen Übertragung* (A.E.U.)

[3] Il diodo tunnel amplificatore a basso rumore ed elemento di commutazione, *l'antenna*, N° 5, 6, 7, Maggio, Giugno, Luglio 1962.

[4] Karl Heinz Kupferschmidt: Kapazitätsbeschwerter Resonanz leitungen, *Radio Mentor* Agosto 1960.

Prof. Dr. Ing. Bruno Peroni

Contributo della cibernetica alla evoluzione del pensiero scientifico e tecnico

In occasione dell'inaugurazione, in Roma, del Corso di specializzazione in telecomunicazioni dell'Anno accademico 1962-63 della Scuola superiore di telegrafia e telefonia — una iniziativa dell'Istituto superiore delle PP.TT. del Ministero delle PP. TT. — il Prof. Dott. Ing. Bruno Peroni, docente della Scuola stessa, ha tenuto la prolusione sul tema: « Il contributo della cibernetica all'evoluzione del pensiero scientifico e tecnico ». Prolusione che, dato l'argomento di elevato interesse di viva attualità, qui di seguito si riproduce (Informazione Scientifica, IX, 376, pag. 13).

DA QUALCHE anno, la Direzione di questo Istituto ha deciso di aggiungere al Corso di perfezionamento in Telecomunicazioni, un Corso di perfezionamento in Controlli Automatici ed in Calcoli Automatici.

Accanto ai motivi pratici di tale decisione, dettati dalla esigenza di istruire professionalmente tecnici laureati nei tre settori indicati, tutti di grande interesse dell'Amministrazione, sussistono dei motivi meno evidenti, originati dai profondi legami concettuali e metodologici che uniscono tra loro i tre settori delle Telecomunicazioni, dei Controlli automatici e del Calcolo automatico, settori che nel loro insieme costituiscono il dominio della Cibernetica.

Questa parola appare sempre più frequentemente non solo nella letteratura tecnica, ma anche nella stampa divulgativa e nel linguaggio corrente; ciò non può che fare piacere ai cultori della materia, anche se essa suscita a volte l'idea di realizzazioni fantasiose ed avveniristiche che rischiano di mascherare la serietà scientifica di questa disciplina.

Da tali considerazioni è sorto lo spunto ad intrattenere questo uditorio sul contenuto concettuale della Cibernetica e sul contributo che essa apporta alla evoluzione del pensiero scientifico e della metodologia tecnica. Oltre che del contributo che apporta, è lecito parlare anche del contributo che essa apporterà, perchè si tratta di una disciplina che conta appena vent'anni di vita ed è ricca di promesse che vanno considerate con interesse non minore di quello destato dai risultati già conseguiti.

Risultati così cospicui e numerosi, nel campo delle Telecomunicazioni ed in quelle dell'Automazione, che il solo enumerarli esaurirebbe il poco tempo a disposizione.

Per chiarire in che consista il substrato comune ai tre settori che costituiscono la Cibernetica, basta rivolgere l'attenzione a tre schemi tipici appartenenti ciascuno ad un settore: un impianto di comunicazione elettriche; un dispositivo di controllo automatico; un calcolatore elettronico.

Nel primo caso, costituito ad esempio da un cavo coassiale e da un ponte radio, si immettono all'estremo di partenza delle correnti elettriche di intensità variabile, che rappresentano messaggi telegrafici, telefonici o televisivi; si ottengono all'estremo ricevente correnti, di andamento per quanto possibile simile a quello delle correnti all'estremo trasmittente, atto a riprodurre i messaggi che si volevano trasmettere.

Nel dispositivo di controllo automatico costituito ad esempio dal telecomando di un pezzo d'artiglieria, si posizionano certi organi meccanici comandati da un operatore, e si ottiene il movimento della bocca da fuoco fino a raggiungere la desiderata posizione di puntamento.

Nel calcolatore automatico, si immettono dei dati numerici immagazzinati in schede perforate o in nastri magnetici, e si ottengono, ad esempio stampati, i risultati di calcoli più o meno complessi, eseguiti secondo un programma imposto al calcolatore.

In tutti e tre i casi, si hanno grandezze d'ingresso e grandezze d'uscita al sistema.

In tutti e tre i casi le grandezze d'in-

gresso e quelle d'uscita vengono materializzate da entità elettriche o meccaniche o ottiche, ma di esse interessano le successioni di valori, cioè il loro contenuto quantitativo, di cui le entità fisiche costituiscono soltanto il supporto.

In tutti e tre i casi, la grandezza d'ingresso non ha un valore o una successione di valori determinata a priori, ma è scelta tra un insieme di valori possibili o di possibili successioni di valori. In dipendenza del particolare valore assunto dalla grandezza d'ingresso, la grandezza d'uscita deve assumere un determinato valore, legato a quello da una corrispondenza che si vuole biunivoca. Il sistema deve cioè ogni volta, od in ogni istante, fornire un certo valore d'uscita, quello e non un altro, perchè il risultato deve essere non caotico, ma selezionato in base ad un criterio intelligente.

Il primo passo che occorre fare, per trattare i sistemi presi ad esempio, sistematicamente ed in vista dello scopo per il quale sono stati costruiti, è quello di considerare le grandezze d'ingresso e d'uscita facendo astrazione sia dalle particolari grandezze fisiche che li materializzano, sia dalle valutazioni soggettive degli operatori o degli utilizzatori dei sistemi.

Dal punto di vista della funzionalità dei sistemi, ciò che interessa è la esattezza delle loro risposte, esattezza tanto più difficile ad ottenersi, quanto maggiore è la varietà dei valori che si possono immettere all'ingresso e che si possono ottenere all'uscita. È relativamente facile ottenere il risultato esatto quando esistono due sole alternative, cioè quando l'incertezza eliminata dall'azione del sistema è di uno su due. È molto più difficile ottenere il risultato esatto quando il sistema ha la possibilità di fornire all'uscita cento valori diversi, e deve scegliere quello esatto risolvendo una incertezza di uno su cento.

Una informazione, una decisione, il risultato di un calcolo, comportano il passaggio da un insieme di eventi possibili, ciascuno associato ad una probabilità più o meno bassa, ad un evento certo, cioè associato ad una probabilità del 100%; e ciò si attua mediante la scelta di un elemento tra più elementi possibili.

La scelta di un elemento tra due è la scelta più semplice che si possa immaginare, e viene assunta come unità di misura per l'azione selezionatrice; essa prende il nome di « selezione binaria » o, brevemente, di « bit ». Con due bit possiamo scegliere un elemento tra quattro: col primo bit scegliamo una tra due coppie di elementi, col secondo bit scegliamo uno dei due elementi della coppia già scelta. Con tre bit scegliamo un elemento tra otto, e così via.

La complessità e la precisione di uno dei sistemi considerati sono commisurate alla varietà dei valori che può assumere la grandezza d'ingresso e di conoscenza al numero delle scelte binarie cui equivale la scelta del valore esatto della grandezza di uscita.

Deriva da tutto ciò un criterio univoco ed obiettivo per valutare, dal punto di vista che ci interessa, le grandezze di ingresso e d'uscita.

Il numero delle scelte binarie necessarie per individuare un valore di una grandezza si chiama « quantità d'informazione » e « teoria delle informazioni » si chiama la trattazione sistematica delle grendezze valutate secondo il criterio indicato. In base a questa teoria, che tiene conto delle probabilità a priori dei valori di una grandezza, i tecnici delle telecomunicazioni possono misurare, in bit, il contenuto informativo di un messaggio; sia esso telegrafico, telefonico o televisivo.

Il criterio di valutazione indicato ha una importanza che trascende la tecnica delle telecomunicazioni. Esso, infatti, è applicabile a tutto ciò che è esprimibile mediante un messaggio, vale a dire a tutto ciò che scaturisce dall'intelletto e che è destinato all'intelletto.

I messaggi, infatti, sono codificazioni del pensiero, così come lo è un linguaggio. La teoria delle informazioni permette di valutare quantitativamente la ricchezza espressiva di un linguaggio. La filologia sta traendo dalla teoria delle informazioni interessanti procedimenti di indagine.

D'altra parte la teoria delle informazioni illumina sotto un aspetto critico ogni indagine in cui sia implicata l'acquisizione di informazioni da parte di un osservatore. È stato recentemente mostrato come, nella misura di grandezze fisiche, la teoria delle informazioni ponga dei limiti alla precisione raggiungibile in certe condizioni di misura. È stato anche mostrato che esistono profondi legami tra teoria delle informazioni e termodinamica. In entrambe queste discipline si considera una grandezza: l'entropia, indice della caoticità dello stato dell'insieme delle particelle che costituiscono un sistema fisico e, rispettivamente; indice della indeterminazione dell'insieme di tutti i messaggi che possono essere erogati da una sorgente d'informazione. L'entropia ha nelle due discipline la stessa espressione formale. È stato dimostrato che l'aumento di entropia termodinamica di un sistema fisico conseguente all'esecuzione di una osservazione e la diminuzione di entropia informativa relativa all'informazione che si trae dalla misura, sono tra loro legate da una relazione di validità generali, che diviene rilevante nel caso di osservazioni di fenomeni microscopici.

Ma le applicazioni più feconde della teoria delle informazioni, si hanno nel campo della Cibernetica, cioè nello stadio di sistemi dotati di elevata complessità organizzata, come sono appunto i sistemi di telecomunicazioni, di regolazione automatica, di calcolo automatico.

Nello studio di questi sistemi un aspetto di grande interesse è rappresentato dalla rispondenza delle caratteristiche delle varie parti, allo scopo ultimo per cui il sistema è costruito.

Il coordinamento delle parti in vista dello scopo da raggiungere, subordina a sè lo studio energetico, elettrico, meccanico, elettronico delle parti stesse. Perciò la Cibernetica si avvale della matematica, della meccanica, dell'elettrotecnica, dell'elettronica, ma non si identifica con nessuna di queste branche.

Questo è vero dal punto di vista concettuale, perchè da un punto di vista pratico non si può dimenticare che la Cibernetica ha potuto raggiungere i risultati che sappiamo grazie al decisivo contributo dell'elettronica.

Senza la estrema rapidità di funzionamento dei dispositivi elettronici, senza la stragrande ricchezza di tipi di funzionamento ottenibili mediante circuiti elettrici che utilizzano tubi a transistori, la cibernetica costituirebbe una attività speculativa di grande interesse, ma avrebbe limitate possibilità di applicazione.

La complessità organizzata dei sistemi cibernetici porta a considerare relazioni inverse a quelle casuali che quasi esclusivamente si incontrano nella fisica. Le relazioni inverse, o eutelechiane, che spiegano e studiano il comportamento di organismi in vista dello scopo da raggiungere, sono frequenti in biologia e nelle scienze sociali. Ma, a differenza dei sistemi fisici studiati dalla cibernetica, gli organismi e le società che si studiano in biologia e, rispettivamente, nelle scienze sociali, presentano una grave difficoltà di indagine. l'impossibilità di risalire dall'indagine analitica, studio delle parti, all'indagine sintetica, studio dell'insieme. Ciò perchè in biologia e nelle scienze sociali, l'insieme è divisibile solo idealmente in parti, che se realmente divise o cessano di funzionare o presentano un comportamento sostanzialmente diverso da quello manifestato quando costituiscono parti integranti dell'insieme.

Le difficoltà di indagine possono essere in alcuni casi risolte ricorrendo a modelli analogici suggeriti dalla cibernetica, specie sistemi di controllo automatico, che pertanto costituiscono e costituiranno utilissimi strumenti di ricerca nel campo della biologia.

A scopo di indagine e soprattutto in vista di applicazioni nel campo della automazione, sono stati affrontati studi sistematici per la realizzazione di dispositivi capaci di simulare alcune funzioni, sia pure semplici, svolte normalmente da esseri intelligenti. Citiamo al-

cune di tali funzioni: il riconoscimento automatico di segni scritti e di suoni; la classificazione di elementi di un insieme in base a certe caratteristiche; la facoltà di adattare il comportamento di un dispositivo in modo da migliorare (secondo un certo criterio discriminativo) la reazione a stimoli esterni, avvalendosi dell'esperienza acquisita in passato.

La realizzazione di sistemi capaci di espletare funzioni del tipo indicato, che Norbert Wiener, uno dei maggiori fondatori della Cibernetica, ha identificato come funzioni dell'intelligenza « operativa » per distinguerle da quelle dell'intelligenza « creativa » e « immaginativa », è, per la maggior parte dei casi, ancora lontana, ma nessuno dubita che possa essere raggiunta in un avvenire più o meno prossimo, in modo soddisfacente ed economico.

La realizzazione di tali sistemi non ha nulla di miracolistico. Essa è dovuta: 1) alla giusta impostazione del problema globale, affrontato usando gli algoritmi ed i metodi matematici idonei a rappresentare il funzionamento del sistema; 2) alla successiva scomposizione del problema globale in problemi parziali riguardanti le caratteristiche ed il comportamento delle singole parti; 3) utilizzando infine le immense risorse dell'elettronica ed i più recenti progressi della fisica, per attuare le parti del sistema.

D'altra parte, lo studio dell'attività operativa dell'intelligenza umana, posta su basi fornite dalla teoria delle informazioni, può portare un utile contributo nella valutazione del lavoro intellettuale umano del tipo più elementare, consistente nella assunzione di decisioni conseguenti all'acquisizione di informazioni più o meno complesse.

Studi di tal genere, possono fornire una base più razionale alle indagini psicotecniche, ed ai criteri di organizzazione e di ripartizione tra più operatori di lavoro intellettuale di tipo operativo.

Oltre che ai problemi riguardanti sistemi di elevata complessità organizzata monoindividualmente, la Cibernetica, come si è detto, porta un insostenibile contributo alla soluzione di problemi inerenti a sistemi plurindividuali, quali quelli che si incontrano in economia ed in psicologia.

Ma in questo campo l'aiuto della Cibernetica si esplica non mediante modelli analogici, come nel caso delle ricerche biologiche, bensì attraverso le possibilità di calcolo offerto dai moderni elaboratori elettronici.

Le ricerche di econometrica, quelle riguardanti il comportamento dinamico di aziende in variabili condizioni ambientali e di mercato, rimarrebbero molte volte allo stato di interessanti schemi di ragionamento, se non vi fosse la possibilità di elaborare in tempi brevi enormi quantità di dati numerici statistici. È da detta elaborazione che scaturiscono risultati quantitativi atti a verificare le teorie e soprattutto a permettere l'utilizzazione concreta delle teorie stesse.

Per queste applicazioni, i calcolatori elettronici pur conservando la funzione di mezzi strumentali, portano un contributo così imponente alla soluzione dei problemi, che le discipline che li utilizzano ne vengono profondamente modificate nella impostazione dei problemi e nella metodologia di soluzione. Ciò accade non soltanto in questioni economiche, aziendali, sociali, ma in moltissime branche della tecnica moderna.

Ad esempio, la richiesta di soluzioni ottime di problemi di ingegneria, quando sono coinvolti numerosi parametri, o per sistemi a molti gradi di libertà, diviene concretamente possibile solo mediante l'uso di calcolatori elettronici. I metodi dell'ingegneria saranno sempre più influenzati e rinnovati da tali nuove possibilità.

Dopo questa rapida e sommaria visione delle possibilità offerte dalla Cibernetica all'evoluzione del pensiero e scientifico e tecnico, alcuni potranno osservare che molti dei contributi citati non sono innovazioni della Cibernetica, ma che esistevano, anche prima che sorgesse questa nuova branca dell'attività scientifica, nella matematica, nella fisica, nell'ingegneria, nella biologia, ecc. Ma il fatto che la Cibernetica sia riuscita a far propri procedimenti tratti da così disparati campi della scienza, che li abbia raccolti ed integrati in una disciplina organica, costituisce di per sè un contributo scientifico del massimo interesse, in un'era in cui la scienza progredisce vertiginosamente, ma attraverso la specializzazione più esasperata. La cibernetica costituisce oggi uno dei pochi campi di indagine scientifica in cui l'unità del pensiero viene riaffermata ed utilizzata.

All'avvio della nuova corrente di pensiero hanno contribuito in misura decisiva gli studiosi di telecomunicazioni, e pertanto non sembri immodesto, o fuori luogo, l'aver voluto, noi, richiamare l'attenzione su questioni tanto vaste e complesse.

BIBLIOGRAFIA

[1] Norbert Wiener: *Cybernetics*, Herman e C., Paris 1948.

[2] Leon Brillouin: *Science and information theory*, Academic Press, New York 1956.

[3] Ferdinando di Fenizio: *Le leggi dell'economia*, Vol. I, Editrice L'industria, Milano 1958.

[4] Mawin Minsky: *Stops Toward Artificial Intelligence*, Proceeding I.R.E., Gennaio 1956.

notiziario industriale

ANIE - Assemblea Generale - Riconferma cariche

Nell'ultima assemblea generale dell'Anie sono stati riconfermati all'unanimità per acclamazione, il Presidente gr. uff. dott. ing. Piero Anfossi, i vice presidenti gr. uff. ing. Luigi Baggiani, cav. lav. dott. ing. A. Fermo Marelli, cav. lav. comm. rag. Giuseppe Soffietti.

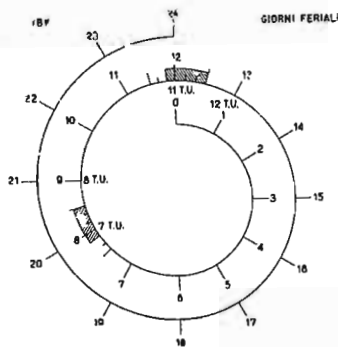
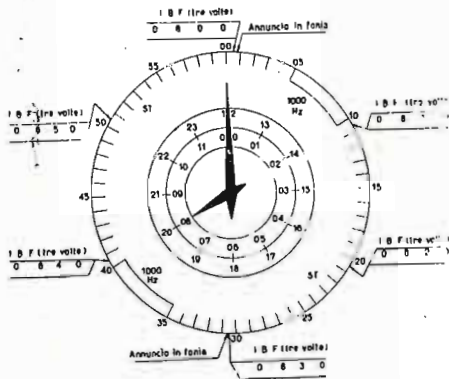
COMPONENTI - 1° Salone internazionale - Milano, 7-15 settembre 1963

Il primo Salone Internazionale italiano dei Componenti Elettronici si svolgerà, a fianco della 29ª Mostra Nazionale della Radio TV e della 11ª Mostra Nazionale dell'Elettrodomestica dal 7 al 15 settembre di quest'anno. Contemporaneamente, nei giorni 10-11-12 e 13 settembre si terrà il 2° Convegno sui Componenti Elettronici.

Abbonati RAI-TV a fine febbraio

Gli abbonati alle radiodiffusioni in Italia al 28 febbraio 1963 hanno raggiunto la cifra di 9.238.613 di cui 3.778.468 anche alla televisione.
Nel primo bimestre 1963 gli abbonati alle radiodiffusioni in Italia risultano aumentati, a quanto informa l'agenzia economica finanziaria, di 201.777 e gli abbonati anche alla TV di 321.206, mentre nel primo bimestre del 1962 gli abbonati alle radiodiffusioni aumentarono di 205.093 e quelli anche alla TV di 290.767.
(v.o.)

Servizio campioni tempo e frequenza

Per migliorare la ricezione dei Segnali Campione di tempo e frequenza trasmsesi dall'Istituto e per ridurre le interferenze con le stazioni europee che effettuano analoghi servizi, si è proceduto ad alcuni ritocchi del programma di emissione, sia per quanto riguarda la durata delle emissioni sia per la loro ripartizione nel tempo.
Dette variazioni comunicate alla competente Commissione del Comitato Consultivo Internazionale delle Radiocomunicazioni durante la decorsa XX Assemblea Plenaria di Ginevra del gennaio-febbraio 1963, sono in vigore dal 1° marzo, come appare nel grafico.
Con programma invariato e cioè con le caratteristiche a fianco indicate, continua il servizio di segnali campione di tempo effettuato da Torino verso Milano (Osservatorio di Brera) mediante ponte radio monocanale e onde decimetriche, tramite il ripetitore di Trivero. *(i.g.f.)*

Alla XLI Fiera Campionaria Internazionale di Milano la Editrice *Il Rostro* ha presentato nello Stand N. 33/370 oltre alle due già affermate Riviste *l'antenna* ed *elettrodomus* ed alla serie dei suoi Schemari TV anche una cospicua gamma di pubblicazioni di carattere tecnico nel campo dell'elettronica.

Un gruppo di 70 studenti e 16 professori dell'Istituto Tecnico Industriale di Elettrotecnica, Roma, è partito da Roma in treno nel pomeriggio del 19 aprile per trascorrere una settimana in Inghilterra, dove ha visitato fabbriche e altre organizzazioni che si occupano del campo dell'elettronica, energia nucleare e telecomunicazioni. La visita del gruppo si è svolta sotto il patrocinio della Associazione Britannica tra Fabbricanti di Strumenti Scientifici (SIMA), che ha inviato due volte delegazioni in Italia nel 1961 e 1692. Nella fotografia, il Capo della Delegazione, Ing. Leone Pritelli, Preside dell'Istituto, viene salutato dal Primo Segretario Commerciale dell'Ambasciata Britannica in Roma, Sig. Paul Killick.

Apparecchiature elettroniche impiegate per ricerche su macchine agricole.

Nell'agricoltura dei nostri giorni si è andato diffondendo l'impiego di macchine agricole operatrici portate dalle trattrici, cioè montate direttamente su queste ultime, ed attrezzi rotativi, che provocano cioè la disgregazione del terreno, mediante utensili dotati di moto rotatorio.
In relazione a ciò, presso l'Istituto di meccanica agraria della Università di Bologna, diretto dal Prof. Ing. G. Stefanelli, con il contributo finanziario del Consiglio Nazionale delle Ricerche, sono in corso indagini sperimentali in pieno campo, tendenti a fornire un quadro completo delle forze e delle potenze assorbite dalle macchine operatrici medesime, nelle diverse forme, e precisamente sia gli sforzi di trazione e le potenze trasmessi dai diversi punti di attacco, sia i momenti torcenti e le potenze trasmessi tramite la presa di potenza della trattrice.
Ricerche di tale genere, che risultano pressoché irrealizzabili utilizzando strumenti di misura tradizionali, sono invece possibili con l'impiego di apparecchiature elettroniche, le quali offrono la possibilità di effettuare misure di forze e di momenti. Tali apparecchiature hanno inoltre il vantaggio di non richiedere modifiche alle strutture originarie delle macchine, e sono tali, perciò, da non alterare le condizioni normali di lavoro e di equilibrio dinamico, sia delle macchine motrici, sia delle macchine operatrici.
La conoscenza di tali grandezze, oggetto della ricerca, riveste notevole importanza anche ai fini pratici, in quanto esse costituiscono elementi basilari per una valutazione economica del lavoro.
In questo ordine di studi, alcune prove sperimentali sono state eseguite, presso l'Istituto di meccanica agraria dell'Università di Bologna, lavorando su campi precedentemente coltivati ad erbai, ed impiegando da un lato aratri trainati e portati, e dall'altro attrezzi rotativi ad asse verticale (Civello) e ad asse orizzontale (Nardi).
Questa sperimentazione sarà proseguita nella prossima stagione su terreni di diversa compattezza e natura, utilizzando nuove attrezzature, specialmente adatte a tale scopo, che sono in corso di allestimento presso il suddetto Istituto, sulla base dell'esperienza acquisita nelle prove già effettuate. *(i. s.)*

Un colloquio internazionale a Bucarest sulla costruzione e sull'impiego dei betatroni

Ha avuto luogo a Bucarest, presso l'Istituto per la fisica nucleare dell'Accademia romena, un Colloquio internazionale sulla costruzione e sull'impiego dei betatroni.
Al colloquio hanno preso parte scienziati della Germania orientale, della Jugoslavia, della Polonia, dell'Ungheria e dell'Unione sovietica.
Il discorso d'apertura del Colloquio è stato tenuto dall'Accademico romeno Horia Hulubei.
Nelle comunicazioni presentate dai partecipanti sono state esaminate le soluzioni originali e le particolarità dei betatroni che funzionano nell'Unione Sovietica, nella Germania orientale e in Romania, nonché i metodi usati dagli scienziati di questi Paesi per il loro perfezionamento. Sono state discusse le prospettive dei lavori scientifici relativi alla costruzione ed estensione dei campi di utilizzazione dei betatroni nei Paesi partecipanti.
Grande attenzione è stata accordata alle comunicazioni sulle applicazioni dei betatroni nelle ricerche di fisica nucleare, nel controllo dei materiali impiegati nell'industria e nella medicina.
Alla discussione sull'impiego dei betatroni nella radioterapia dei tumori maligni e sulle prospettive che si aprono alla loro utilizzazione nella medicina partecipano anche i rappresentanti romeni.
I lavori del Colloquio si sono svolti ad un alto livello scientifico ed hanno dato luogo ad un fecondo scambio di esperienze. Si sarebbe deciso di sviluppare la collaborazione degli scienziati dei Paesi partecipanti per la soluzione dei nuovi problemi che sorgono nel campo della realizzazione e utilizzazione dei betatroni.
In occasione del Colloquio, gli scienziati stranieri hanno visitato il reattore atomico, il betatrone e diversi laboratori dell'Istituto romeno per la fisica nucleare. *(i. s.)*

Piccolo complesso di altoparlanti a 3 vie HFS-6 EICO

Il sistema di altoparlanti EICO HFS-6 può essere applicato a una parete, oppure posto sopra un ripiano in qualsiasi posizione desiderata, sopra un mobile di arredo dell'ambiente dove si vuole. Per la stereofonia, ciò può essere molto utile. In conseguenza non richiede spazio sul pavimento e così il problema dell'installazione è minimizzato negli ambienti di medie piccole dimensioni.
Poiché l'altezza e la larghezza dell'HFS-6 non sono più grandi di quelle di un comune complesso di altoparlante da scaffale, l'HFS-6 può anche essere posto in una libreria, in uno scaffale di magazzino, o anche sulla superficie di un tavolo, dove il suo ridotto spessore elimina qualunque problema di interferenza col normale uso del tavolo.

Di fondamentale importanza, inoltre, è la funzionalità dell'HFS-6. L'impiego di tre altoparlanti speciali, ciascuno di progettazione più progredita e della più alta qualità, più i circuiti di incrocio e di bilanciamento accuratamente studiati, hanno condotto ad un sistema di altoparlante di eccezionale musicalità. I toni bassi sono riprodotti con pienezza da un grosso altoparlante. L'impiego di un eccellente altoparlante per le note centrali con adatti incroci e bilanciamenti, ha eliminato l'accentuazione della gamma centrale e relative colorazioni, producendo un suono uniforme favorito dagli ascoltatori sperimentati. La gamma eccezionale (a 20 kHz) e la qualità dell'ultra tweeter di tipo a duomo, garantisce la piena riproduzione degli acuti estremi, il che dà brillantezza e vita alla musica. L'HFS-6 EICO è un complesso di altoparlanti di alta fedeltà di valore insuperato.

Caratteristiche dell'HFS-6

Mobile solido in noce oliato e lavorato a mano; Spessore di soli 14 cm adatto per montaggio a muro o su uno stretto ripiano. Accessori metallici per il montaggio forniti insieme col complesso; Altoparlante dei bassi, di 25 cm con sospensione pneumatica di panno impregnato e con magnete ceramico di 350 gr. Risonanza in aria libera 30 Hz. Contenitore con portello a condotto; Altoparlante per le note centrali, di 20 cm chiuso posteriormente con cono fortemente smorzato internamente per risposta piatta; Altoparlante per gli acuti (ultra tweeter) speciale con radiatore, che estende uniformemente la risposta ben oltre l'udibilità; Incrocio a induttanze e capacità a 600 Hz e incrocio a ponte capacitivo a 4 kHz; Controllo di brillantezza per il tweeter; Impedenza nominale: 8 Ω; Rendimento: Normale. Richiede un amplificatore da 10 watt minimo; Consumo: 25 watt; Dimensioni: 35 × 59 × 14 cm. (*a.n.*)

Inaugurata una nuova trasmittente della VOA

Una nuova stazione trasmittente della Voce dell'America è entrata in funzione l'8 febbraio. Installata a Greenville, nella North Carolina, la nuova stazione, che trasmette ad onde corte, ha una potenza di 4,8 milioni di watt, superiore a quella della maggior parte delle più potenti stazioni commerciali americane.

Il presidente Kennedy, in una dichiarazione fatta in questa occasione, ha rilevato come i potenti apparati della nuova stazione permetteranno alla Voce dell'America di diffondere ancor più lontano la parola della verità, anche tra coloro ai quali gli odierni padroni tentano con ogni mezzo di proibirlo.

« Questo braccio dell'Ente Informazioni Stati Uniti, ha detto il Presidente, contribuisce a narrare all'estero la storia dell'America. La Voce dell'America è giovane come anni, ma ricca di esperienza come attività svolta. Questi nuovi potenti apparecchi trasmittenti di Greenville sono il simbolo di un progresso verso nuove e più ampie responsabilità.

Gli anni futuri ci offrono la promessa di narrare la storia dell'America a chi oggi non può udirla. La Voce dell'America è oggi forte mentre un tempo era debole. Oggi questa voce può meglio raggiungere coloro i cui padroni cercano di soffocarla con disturbi ed interferenze. Questi nuovi impianti comunicheranno ad un mondo ansioso la verità delle idee.

Gli uomini possono morire, le nazioni possono sorgere e cadere, ma un'idea è imperitura. Le idee non conoscono la morte. In quest'alba dell'era spaziale Telstar e Relay condividono il futuro con questi apparati trasmettitori. Telstar e Relay non possono penetrare direttamente nelle case, ma queste trasmittenti potranno farlo. Saranno questi apparati ed i satelliti quelli che contribuiranno a narrare domani al mondo la nostra storia ». (*n.s.*)

Fascia artificiale di radiazioni e radioastronomia

La Commissione per l'Energia Atomica (AEC), il Dipartimento della Difesa e l'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale (NASA) hanno pubblicato il 4 febbraio una nuova relazione sulle condizioni della fascia artificiale di radiazioni creatasi in seguito alle esplosioni nucleari a grande altezza effettuate dagli Stati Uniti il 9 luglio scorso.

Astronomi avevano espresso, sia negli Stati Uniti che in altre nazioni, la loro preoccupazione che questa fascia potesse interferire con i radiotelescopi che captano le emissioni elettromagnetiche delle stelle e delle galassie e se ne servono per accertarne la esatta posizione nel cielo.

Dalla nuova relazione risulta che la fascia in questione non dovrebbe interferire con le attività degli osservatori che usano radiotelescopi. « Non esistono disturbi radio misurabili provocati dagli esperimenti del 9 luglio — essa precisa — e le installazioni di radioastronomia come l'Osservatorio di Jodrell Bank (Inghilterra) non sono pertanto disturbate da questo fenomeno. L'intensità nella regione dell'equatore magnetico va scemando rapidamente ed è oggi paragonabile a quella del rumore naturale di fondo ».

La relazione precisa anche che ulteriori informazioni raccolte dimostrano che le particelle nelle zone della fascia al di sotto dei 500 km si disintegrano in un periodo che oscilla tra qualche settimana ed un mese e, comunque, più rapidamente di quanto si fosse finora ritenuto. Le particelle ad altezza più elevate scompaiono in un periodo di poche settimane.

Dati raccolti dai satelliti « Telstar » e « Injun » lasciavano prevedere che la fascia

artificiale avrebbe avuto una durata di circa un anno. Nella nuova relazione non sono contenute previsioni in proposito. *(u.s.)*

Satelliti per lo studio dei meteoriti

L'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale (NASA) ha annunciato di aver stipulato con la Fairchild Stratos Corporation di Hagerstown, nel Maryland, un contratto per la costruzione di due voluminosi satelliti che permetteranno nel prossimo anno di studiare e approfondire i pericoli che i detriti di origine meteoritica pongono per i voli spaziali e planetari.
I satelliti, di rilevanti dimensioni e del peso di 2 tonnellate, avranno ali di alluminio della lunghezza di circa 29 metri caricate elettricamente, in modo da poter registrare gli urti dei detriti. I due satelliti verranno lanciati nel quadro degli esperimenti con razzi Saturn. La loro orbita oscillerà tra i 480 e i 1.280 km. Il primo lancio dovrebbe avvenire alla fine del 1964.
Nella fase di lancio le ali saranno ripiegate lungo il corpo del satellite. In posizione aperta durante il volo orbitale, esse esporranno una superficie 80 volte superiore a quella dell'« Explorer XVI », satellite per l'identificazione dei meteoriti lanciati il 16 dicembre scorso.
La NASA conferma che l'« Explorer XVI » sta fornendo « dati molto utili su corpi meteoritici minori ma non ha una superficie sufficientemente ampia per dare informazioni statistiche sui meteoriti più grandi » che sono meno numerosi nello spazio.
Gli scienziati hanno bisogno di queste informazioni per progettare i veicoli pilotati destinati ai voli lunari e i radiatori per la dispersione del calore che faranno parte del futuro veicolo spaziale a propulsione nucleare. *(u.s.)*

I dirigenti dell'Ente per le comunicazioni con satelliti

Il Presidente Kennedy ha offerto le cariche di presidente e di direttore generale del nuovo Ente per le comunicazioni a mezzo satelliti, rispettivamente a Joseph V. Charyk, e a Leo D. Welck; attualmente, il primo è Sottosegretario all'Aeronautica e il secondo presidente del Consiglio di amministrazione della Standard Oil. Il nuovo Ente (CSC), precursore di un sistema internazionale di comunicazioni spaziali, sarà di proprietà privata e verrà disciplinato dal Governo; la sua costituzione è stata opportunamente autorizzata dal Congresso ed il suo statuto è stato approvato dal Presidente Kennedy nei primi giorni di febbraio.
Charyk e Welch avranno il compito di presiedere all'organizzazione della struttura direttiva del nuovo organismo, nonchè di studiare le opportune misure per dare inizio alle operazioni commerciali dei primi satelliti. L'Ente possiederà e gestirà i satelliti per i programmi di trasmissioni telefoniche, radiofoniche e televisive, e ogni altra comunicazione tra i continenti. Lo statuto del CSC assicura che ogni nazione che lo desideri può entrare a far parte del sistema.

(n.s.)

Nuovo calcolatore elettronico a memoria pellicolare

Un nuovo calcolatore elettronico di piccolissime dimensioni (misura appena 39 centimetri quadrati ed è alto solo 18 centimetri) è in grado di guidare e controllare a bordo di mezzi spaziali, satelliti, missili balistici ed aerei supersonici.
La Remington Rand Univac ha infatti annunciato la realizzazione dell'*Univac Microtonic aerospace computer model* 1824, calcolatore che, nonostante sia grande come una scatola di sigarette, esegue in un solo secondo 125 mila addizioni o sottrazioni, moltiplica 30 mila volte, divide 15 mila volte oppure estrae 8 mila radici quadrate.
Inoltre — precisano i tecnici — l'*Univac* 1824 è il primo calcolatore del mondo che si avvale di una « memoria pellicolare » e di un circuito integrato semiconduttore (microtonico). È composto di 4 sezioni fondamentali: il calcolatore centrale, la memoria, l'alimentazione elettrica e la sezione entrata-uscita. Con l'aggiunta di moduli di memoria, lo strumento, che nel modello normale può guidare e controllare mezzi spaziali, può essere applicato anche all'elaborazione dei dati o all'identificazione di missili ed aerei. La quantità di energia elettrica richiesta per il suo funzionamento è di solo 53 W.

(v.o.)

Elaboratore elettronico impiegato per l'installazione di impianti telefonici

La Compagnia telefonica Ohio Bell di Cleveland (Ohio) ha acquistato dalla Remington Rand un elaboratore elettronico Univac 490 « Real Time » da destinare al complesso servizio delle utenze telefoniche. Questa radicale innovazione — è infatti la prima volta che un simile servizio viene affidato ad un elaboratore elettronico — snellirà le operazioni di un nuovo impianto telefonico e quelle relative alle disdette e alle variazioni. Grazie alle prestazioni del « Real Time », una volta perfezionato il contratto, l'impianto e l'allacciamento del nuovo apparecchio avverranno nel giro di pochi minuti, con grande vantaggio per gli utenti e per la Compagnia. *(i.s.)*

dott. ing. Antonio Longhi

Progettazione semplificata di filtri*

Mentre generalmente il progetto dei filtri è riservato agli specialisti, spesso avviene che esso faccia parte dei compiti degli ingegneri addetti allo studio di progetti per apparecchi di uso pratico nel lavoro corrente.
In questo articolo viene dato un tentativo per gradi successivi di progettazione di un filtro economico passa-banda di onde elettriche.

Molti ingegneri desiderano avere un mezzo semplice ed economico per progettare un filtro passa-banda di onde elettriche. Molti ingegneri hanno acquisito spesso famigliarità coi principi dei filtri sviluppati dallo Zobel, ma non sempre sono capaci di applicarli. Spesso impedenze interne ed esterne diseguali, larghezze di banda strette, o valori molto alti o molto bassi delle impedenze del filtro, richiedono componenti che sono o troppo grossi e ingombranti, o hanno un alto fattore di dissipazione, o presentano entrambi gl'inconvenienti. Questo articolo vuol essere un aiuto per i tecnici che non sono specialisti in filtri. Si indicherà qui come le difficoltà sopra accennate possano spesso essere superate in modo semplice e diretto. Il metodo fondamentale è l'uso di due coppie di circuiti equivalenti studiati da E. L. Norton (v. brevetto U.S. 1.681.554), si passerà quindi all'applicazione di queste equivalenze alle configurazioni del filtro e infine ad illustrare il metodo con alcuni esempi. Il sistema del Norton (spesso designato come una trasformazione di tipo a pura reattanza) costituirà il metodo principale impiegato nel corso dell'articolo, tuttavia si farà menzione di una trasformazione di tipo a trasformatore, che può essere impiegata dove il primo metodo risulta inadatto. Le equivalenze elaborate dal Norton possono essere usate per ottenere una sezione di filtro trasformatrice di impedenza sia in salita, sia in discesa, sezione che si comporta analogamente ad un ordinario filtro passa-banda più un trasformatore ideale. Se il Q del circuito rimane costante, non vi saranno variazioni di attenuazione o delle caratteristiche di fase del filtro.
La validità delle equivalenze nelle figure 1 e 2 può essere dimostrata dal fatto che le impedenze a circuito aperto e di corto circuito sono le stesse per ciascun circuito di una data coppia.
Nel dimostrare le applicazioni alle diverse configurazioni di filtro si farà essenzialmente uso di filtri di tipo a

(*) C. V. Tenney, Simplified Filter Design, *Electronic Industries*, Luglio 1962, pag. 99.

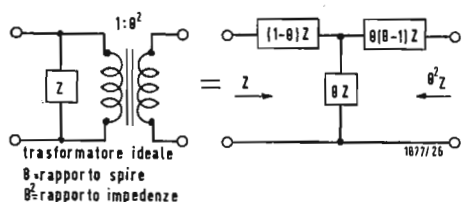



Fig. 1

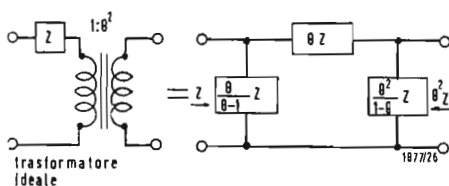



Fig. 2

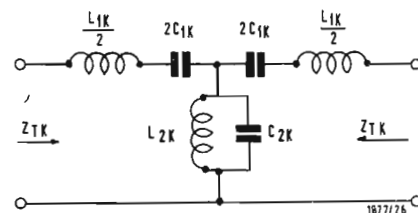



Fig. 3

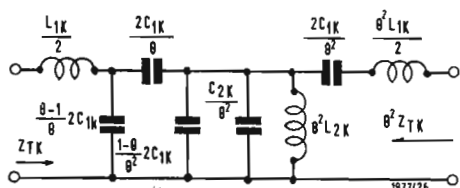



Fig. 4

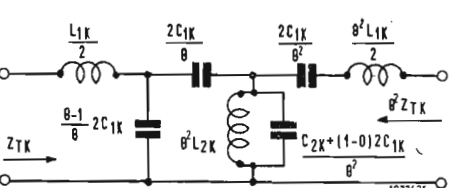



Fig. 5

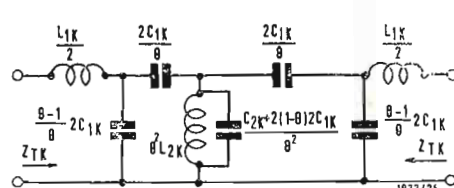



Fig. 6

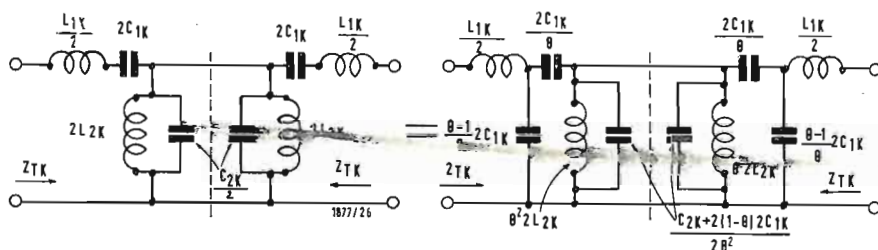



Fig. 7

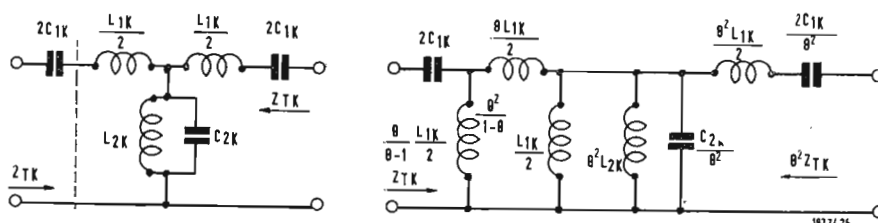



Fig. 8

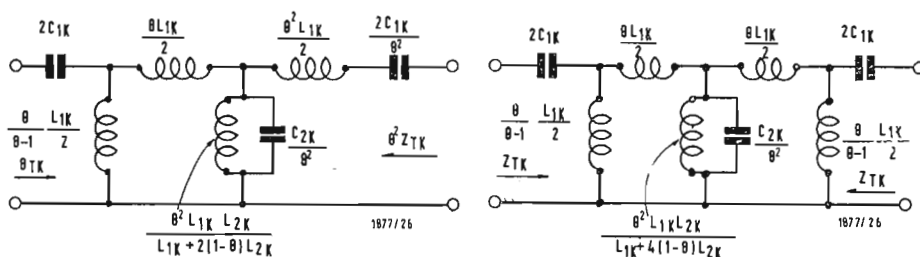



Fig. 9

Fig. 10

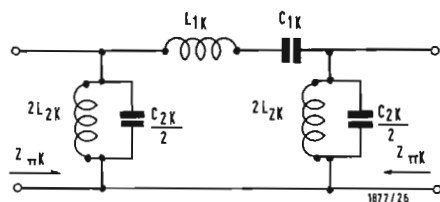



Fig. 11

K-costante, perché il metodo della trasformazione di Norton è limitato in sostanza a questo tipo. Questo metodo è anche applicabile limitatamente al filtro passa banda. Si può convincersi di questo provando ad applicare tali trasformazioni a tutti gli altri tipi di filtri.

1. - TRASFORMAZIONI IN SALITA. (facenti uso di sezioni a K-costante).

L'equivalente di fig. 2 può essere applicata ad entrambi gli elementi di fig. 3, $\frac{L_{1k}}{2}$ e 2 C_{1k}. L'impedenza di tutti gli

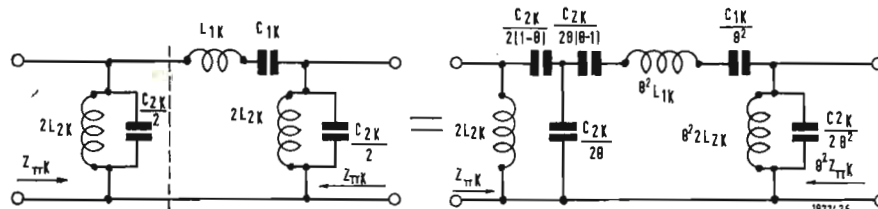



Fig. 12

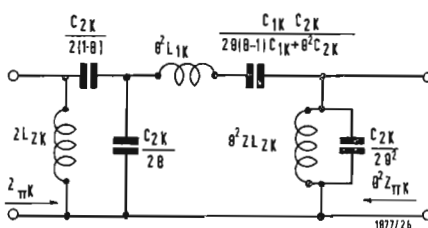



Fig. 13

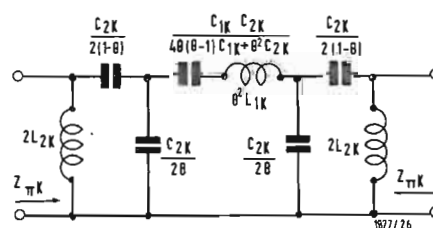



Fig. 14

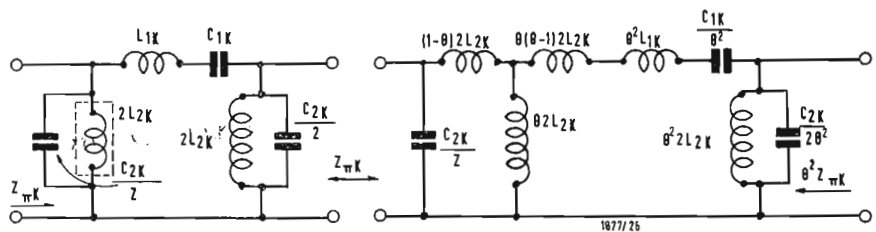



Fig. 15

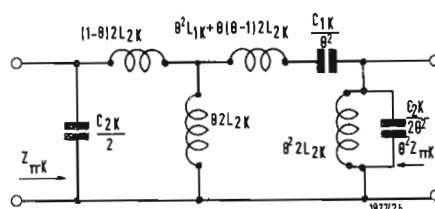



Fig. 16

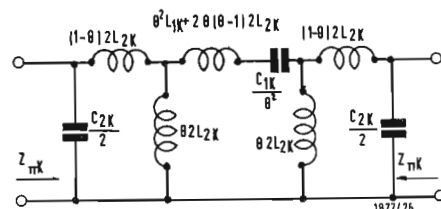



Fig. 17

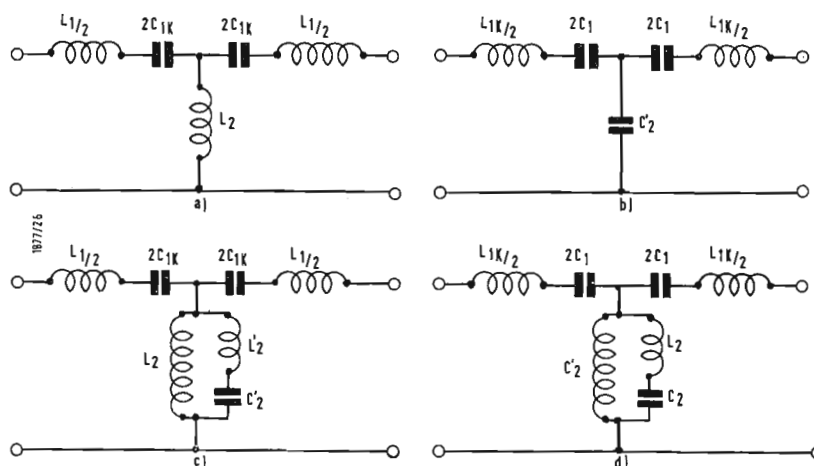



Fig. 18

elementi alla destra dell'elemento prescelto viene poi moltiplicata per θ^2. Se si sceglie 2 C_{1l} come elemento da trasformare, la trasformazione è quella mostrata nelle figure 4 e 5. A questo punto la trasformazione conduce a un filtro asimmetrico passa-banda a K-costante ed una sola cellula, la cui impedenza di entrate è stata moltiplicata per θ^2 ai terminali di uscita. Si noti che θ deve essere maggiore di 1 (un aumento effettivo), affinché $\frac{\theta - 1}{\theta}$ 2 C_{1k} sia una capacità positiva. Se si desidera un filtro simmetrico (uguali Z_{in} e Z_{usc}), la trasformazione è ancora necessaria per valutare i valori più convenienti degli lementi del circuito, il filtro può essere considerato come due mezze sezioni, e si devono eseguire le stesse operazioni su ciascuna metà (fig. 6 e 7).

Quando in fig. 3 si sceglie L_{1k} come elemento da trasformare, la trasformazione di fig. 2 procede come nelle fig. 8 e 9. La forma simmestrica di questo filtro si ottiene trattandolo come in fig. 6 e si arriva alla fig. 10. Si noti nuovamente che θ deve essere maggiore di 1 (aumento reale) affinché $\frac{\theta - 1}{\theta} L_{1k}$ sia un'induttanza positiva.

2. - TRASFORMAZIONI IN DISCESA

L'equivalenza di fig. 1 può essere applicata a ciascuno degli elementi in parallelo di fig. 11, 2 L_{2k} o $\frac{C_{2k}}{2}$. Allora l'impedenza di tutti gli elementi alla destra dell'elemento prescelto viene moltiplicata per θ^2. Se $\frac{C_{2k}}{2}$ è l'ele-

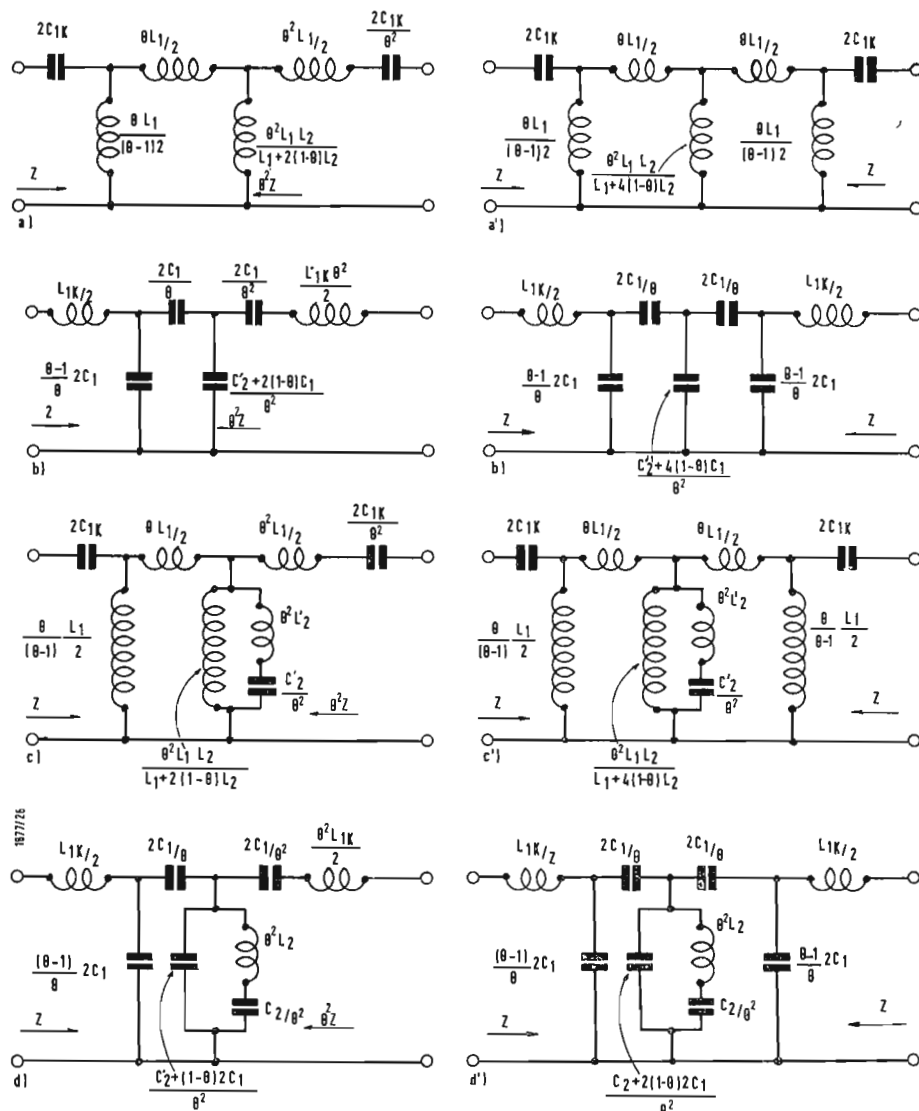



Fig. 19

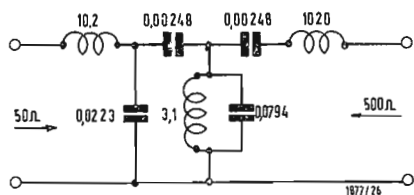



Fig. 20

mento scelto, la trasformazione relativa è quella mostrata nelle figure 12 e 13 Si noti che θ deve essere minore di 1 (una diminuzione effettiva), affinché $\frac{C_{2k}}{2}(1-\theta)$ sia una capacità positiva.

La forma simmetrica di questo filtro trasformato è indicata in fig. 14.

Quando $2\,L_{2k}$ è l'elemento scelto in fig. 11 per essere trasformato, la trasformazione procede come nelle figure 15 e 16. Si noti di nuovo che θ deve essere minore di 1, (una diminuzione reale), affinché $(1-\theta)\,2\,L_{2k}$ sia una induttanza positiva. La forma simmetrica di questa sezione di filtro è indicata in fig. 17. Vi sono molte altre configurazioni di filtri passa-banda (v. Terman « Radio Engineers Handbook » 1ª ediz. 1943, pag. 230 e 231, per le equazioni di progetto di questi filtri), che non sono ordinarie sezioni a K-costante, ma che pure si adattano alla trattazione del Norton. Esse sono mostrate in fig. 18. La fig. 19 mostra le forme simmetriche ed asimmetriche di questi filtri, dopo che siano state applicate le trasformazioni.

3. - ESEMPI DI PROBLEMI

3.1. - Trasformazioni in salita

3.1.1. - *Costruire un filtro passa-banda monocellulare a K-costante avente le seguenti caratteristiche:*

f_m = 10 kHz, larghezza di banda (— 3 dB) = 780 Hz; f_1 = 9620 Hz; f_2 = 10400 Hz; R_i = 50 Ω; R_u = 5 kΩ. I valori costanti — K (basati su 50 Ω) sono:

L_{1k} = 20,4 mH; L_{2k} = 31 μH; C_{1k} = 0,0124 μF; C_{2k} = 8,16 μF.

Poiché $\theta^2 = 100$, di deduce $\theta = 10$. Sostituendo questi valori nel circuito di fig. 5, si ottiene la fig. 20.

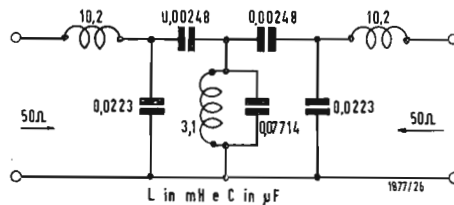



Fig. 21

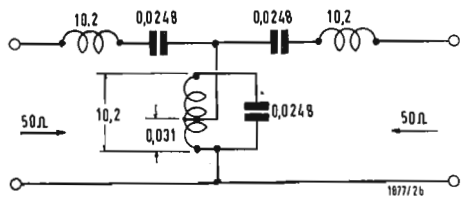



Fig. 22

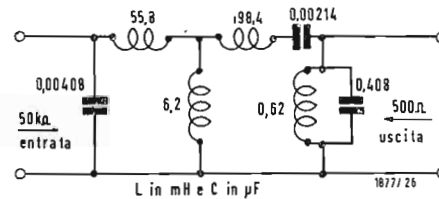



Fig. 23

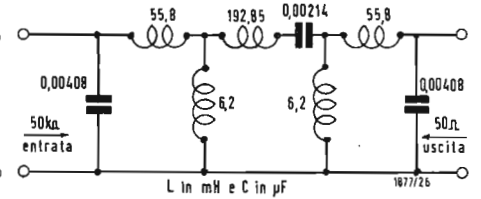



Fig. 24

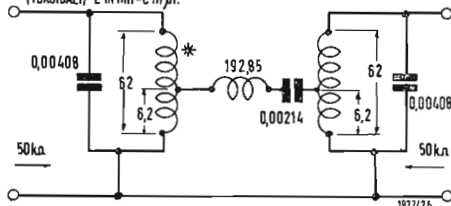



Fig. 25

3.1.2. - *Costruire un filtro con le stesse caratteristiche ammesse per il problema* 1, salvo che $R_i = R_u = 50\ \Omega$. Adottando delle costanti K che sono state calcolate per il problema 1, si vede che L_{2k} e C_{2k} non sono affatto soddisfacenti se si vuole che il filtro abbia in Q alto e piccole dimensioni. Una soluzione conveniente è quella di trasformare la sezione sostituendo $\theta = 10$ in fig. 7. Si ottiene così la fig. 21. In tal modo tutte le bobine e le capacità sono di piccole dimensioni abbastanza, ed hanno valori che danno buoni Q a 10 kHz.

Nota: Se le dimensioni della scatola ed il costo dei materiali sono argomenti critici per il filtro di fig. 21, è possibile effettuare un altro tipo di trasformazione (una trasformazione a trasformatore), con la quale si eliminano due condensatori. Ciò è stato fatto in fig. 22. Il principale vantaggio del filtro di fig. 21 su quello di fig. 22 è che il primo ha in generale minori perdite di inserzione nella banda passante.

3.2. - Trasformazioni in discesa.

3.2.1. - *Costruire un filtro passa banda monocellulare a K costante avente le seguenti caratteristiche*:

$f_m = 10$ kHz; banda passante (— 3 dB) = 780 Hz; $f_i = 9620$ Hz; $f_2 = 10.400$ Hz; $R_i = 50\ \text{k}\Omega$; $R_u = 500\ \Omega$.
I valori costanti-K (basati su 50 kΩ) sono:
$L_{1k} = 20{,}4$ H; $L_{2k} = 31$ mH; $C_{1k} = 12{,}4$ pF; $C_{2k} = 8{,}16$ mF.
Poiché $\theta^2 = 10^{-2}$, si deduce $\theta = 0{,}1$. Sostituendo questi valori nel circuito di fig. 16, si ottiene la fig. 23.

3.2.2. - *Costruire un filtro con le stesse caratteristiche ammesse per il problema* 1 salvo che $R_1 = R_u = 50\ \text{k}\Omega$.

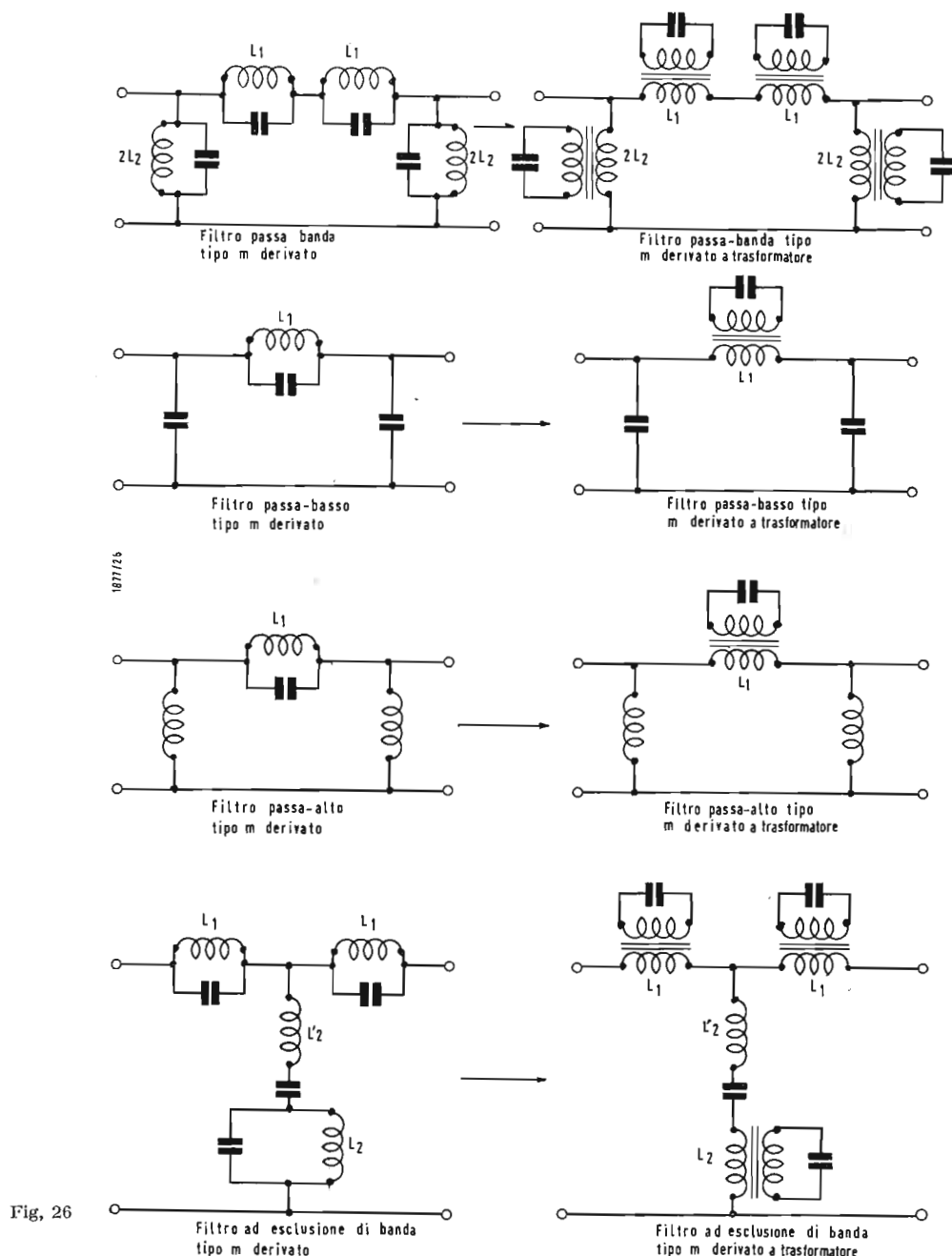
Adottando i valori costanti-K che sono stati calcolati per il problema 1, si vede che L_{1k} e C_{1k} non sono affatto soddisfacenti, se si vuole che il filtro abbia un alto Q e piccole dimensioni. Conviene allora trasformare la sezione sostituendo $\theta = 0{,}1$ nella fig. 17 e ricavare un filtro i cui componenti sono sufficientemente di piccole dimensioni. ed i suoi valori sono tali da dare buoni Q a 10 kHz (v. fig. 24).

Nota: Se le dimensioni della scatola o il costo dei materiali sono argomenti critici per il filtro di fig. 24, le due bobine esterne (55,8 mH) si possono risparmiare avvolgendo sia le bobine, 55,8 mH, sia le bobine 6,2 mH sullo stesso supporto toroidale (si farà un'unica bobina di 62 mH con una presa a 6,2 mH). Questo filtro assumerà così l'aspetto di fig. 25.

La sezione di filtro mostrata in fig. 25 è altrettanto buona quanto quella di fig. 24, salvo che la prima può avere perdite di inserzione nella banda passante leggermente maggiori.

Si è detto sopra che le trasformazioni del Norton non sono applicabili a tutti di filtri passa-banda. Inoltre si fa presente che è meglio talvolta usare un altro metodo, anche quando il procedimento del Norton sia applicabile (v. ad es. la fig. 22).

Coi filtri passa banda m-derivati, di reiezione di banda, e con una certa limitazione coi filtri passa alto m-derivati e quelli passa-basso, è possibile usare una trasformazione del tipo a trasformatore. In sostanza ciò si ottiene con induttanze avvolte in doppio e si usa quando l'induttanza di un circuito risonante parallelo entro il filtro è troppo piccola per avere un Q accettabile alla frequenza di risonanza.

La fig. 26 mostra una configurazione tipica di filtro, per la quale è applicabile tale trasformazione. Si noti che in ogni caso l'induttanza a « basso R »,

Fig, 26

che deve essere trasformata diviene il primario del trasformatore, mentre i valori dell'induttanza e della capacità del secondario vengono scelti in modo da aversi il massimo o almeno l'ottimo Q alla frequenza desiderata. Sebbene le figure riportate mostrano la trasformazione come un trasformatore a due avvolgimenti, è perfettamente ammissibile l'uso del principio dell'autotrasformatore come in fig. 22. Si noti che talvolta il metodo a due avvolgimenti offre un vantaggio. Infatti questo sistema permette la regolazione delle spire con maggior facilità in ciascun avvolgimento durante l'accurata messa a punto ed il preciso accordo.

4. - CONCLUSIONE

In conclusione è importante ricordare che sebbene questi metodi di trasformazione di impedenza siano impiegati nella progettazione dei migliori filtri, il fatto che il filtro funzioni realmente secondo il progetto o no, dipende dal grado di precisione col quale si sono realizzate le bobine e si accordano i singoli circuiti. Spesso nei filtri a banda stretta accordati criticamente, diviene importante compensare la relativa capacità distribuita delle bobine. Ciò si ottiene con un opportuno montaggio di ciascuna bobina e poi sintonizzando il circuito variando la capacità fissa con cui essa risuona. *A.*

dott. ing. Giuseppe Baldan

Multivibratori a transistori con periodo di lunga durata

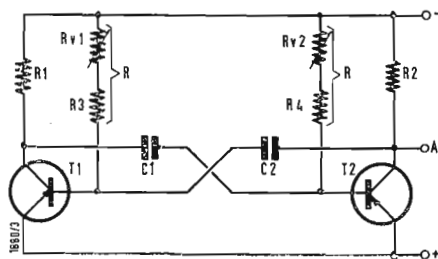



Fig. 1 - Multivibratore astabile semplice.

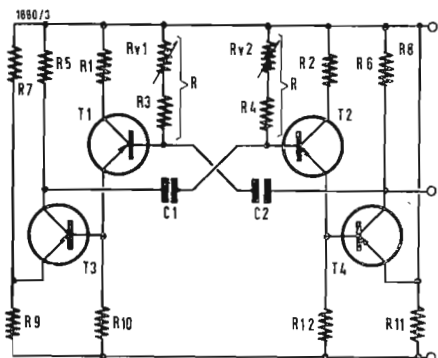



Fig. 2 - Multivibratore astabile al quale sono stati aggiunti due transistori al fine di aumentare la durata del periodo con degli accoppiamenti a resistenza elevata.

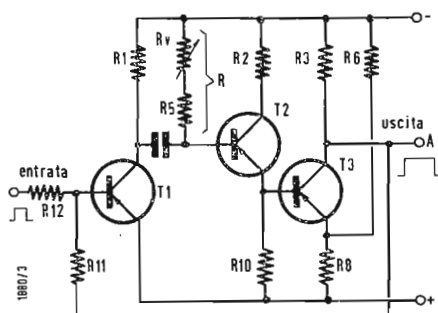



Fig. 3 - Mulitivibratore monostabile con periodo di lunga durata.

SPIEGHIAMO dapprima il principio di funzionamento di un multivibratore astabile secondo la fig. 1. Supponiamo che il transistore T_2 inizi istantaneamente a condurre; si forma allora un salto di tensione positivo sul collettore di T_2. Questo arriva, attraverso il condensatore C_2, alla base del transistore T_1 e lo blocca. Il condensatore C_2 si scarica attraverso le resistenze R_3 ed R_{V1}. Quando il potenziale del condensatore C_2 diventa negativo il transistore T_1 diventa conduttore. Si forma allora un salto positivo di tensione sul collettore di T_1, questo salto viene trasmesso attraverso il condensatore C_1 alla base del transistore T_2, che viene quindi bloccato.

Dopo la scarica di C_1 attraverso R_4 ed R_{V2} il transistore T_2 diventa nuovamente conduttore ed inizia un nuovo ciclo. Il periodo della tensione rettangolare è uguale a:

$$T = 2RC\, ln\, 2 \qquad (1)$$

dove R è la somma delle resistenze nel circuito di base e C la capacità del condensatore di accoppiamento.

1. - METODO PER AUMENTARE LA DURATA DEL PERIODO

Osservando la relazione (1) si può vedere che la durata del periodo si può aumentare aumentando i valori di R e di C. Per ottenere e garantire un buon funzionamento ed una forma rettilinea, dei fianchi della tensione in uscita, i transistori, durante la conduzione, devono funzionare in condizioni di saturazione, deve essere cioè soddisfatta la relazione.

$$\frac{I_c}{I_B} = \frac{R}{R_c} < B \qquad (2)$$

B rappresenta l'amplificazione in corrente continua con tensione residua V_{cr} I_c ed I_B somo le correnti di collettore e di base dei transistori T_1 e T_2. Il valore assoluto di R_c deve essere scelto, al fine di ottenere la stabilità in funzione della temperatura, in modo tale che la corrente di collettore sia notevolmente superiore alla massima corrente residua di collettore:

$$I_c = \frac{V_B}{R_c} > I_{cr} \qquad (3)$$

Dalle relazioni (2) e (3) si può vedere come R non può essere scelto grande a piacere. Poiché inoltre le grosse capacità (condensatori elettrolitrici) sono soggette a delle forti variazioni dovute a variazioni della temperatura e all'invecchiamento La durata del periodo del multivibratore astabile della fig. 1 è soggetto a delle forti limitazioni.

Con un circuito come quello indicato nella fig. 2 si possono ottenere dei periodi di durata maggiore. Questo circuito si differenzia dal primo per il fatto che il gioco avviene sempre fra i transistori T_1 e T_3 da una parte ed i transistori T_2 e T_4 dall'altra. Il tratto base-emettitore del transistore T_3 è inserito nel circuito di emettitore del transistore T_1. A questo arriva ancora la tensione di comando attraverso il condensatore C_2, al transistore T_2 la tensione di comando arriva invece dal circuito di collettore del transistore T_3 attraverso il condensatore C_1. Ciò significa che si sono introdotti i due transistori con carico sull'emettitore T_1 e T_2 nell'accoppiamento fra i due veri transistori «basculanti» T_3 e T_4. Per esempio, finché il transistore T_1 è bloccato, il condensatore C_2 si scarica attraverso $R_3 + R_{V1}$ ed R_{10}. Poiché R_{10} è notevolmente inferiore a $R_3 + R_{V1}$, la costante di tempo per la scarica è uguale a

$$T = (R_3 + R_{V1})\, C_1$$

Se la disposizione del circuito è simmetrica la durata del periodo è data dalla relazione (1). Per ragioni di stabilità tutti e quattro i transistori devono essere completamente comandati. Poiché la corrente di base che passa attraverso il transistore T_4 è praticamente uguale alla corrente di collettore del transistore T_2, se si vuole che tutti i transistori siano completamente comandati, devono essere soddisfatte le seguenti relazioni:

$$\frac{R}{R_2} < B_2; \qquad \frac{R_2}{R_6} < B_4;$$

$$\frac{R}{R_2} \cdot \frac{R}{R_6} = \frac{R_2}{R_6} < B_2 \cdot B_4 \qquad (4)$$

dove B_2 e B_4 rappresentano le amplificazioni per segnali alti dei transistori T_2 e T_4.

Con il divisore di tensione R_8 . R_{16} e con la resistenza R_{12} si fa in modo che il transistore T_4 sia bloccato quando è bloccato anche il transistore T_2, perciò in questo circuito la resistenza R_6 può essere scelta ad un valore uguale a quello di R_2 nel circuito di fig. 1.

Se si suppone che le amplificazioni per

i segnali alti siano uguali ($B_2 = B_4$), si deduce dalla relazione (4) che la resistenza R deve essere B volte più grande della resistenza R del circuito di fig. 1. Ciò però significa che a parità di valore della capacità la durata del periodo diventa B volte maggiore. Oppure per ottenere periodi di ugual durata si possono usare delle capacità B volte minori di quelle della fig. 1. Ciò è particolarmente utile nel caso dei circuiti stampati nei quali interessa avere delle dimensioni ridotte.
Nel circuito della fig. 2, il condensatore C_1 viene caricato, quando i transistori T_2 e T_4 sono conduttori, attraverso R_5 e le due resistenze R_{12} ed R_{10} in parallelo Poiché il valore di R_{10} è molto basso rispetto alla somma di R_{12} e R_5 la carica avviene praticamente secondo la costante di tempo $R_5 \cdot C_1$. Poiché inoltre a parità di durata del periodo la capacità C_1 della fig. 2 è B volte minore, mentre le resistenze sono uguali, ne consegue che la carica è B volte più rapida. Ciò significa che la ripidità dei fianchi degli impulsi è migliore di quella del circuito della fig. 1.
In teoria la durata del periodo può essere ulteriormente aumentata a parità di capacità se si aggiungono al circuito altri stadi a transistori.
Oltre a ciò si ricordi che l'aumento della durata del periodo, mediante l'aggiunta di altri transistori, si può ottenere non solo con i multivibratori astabili ma anche con i multivibratori monostabili come è indicato nella fig. 3. Poiché in questo caso esiste un solo accoppiamento che fissa il tempo, è necessario aggiungere solo un altro transistore.

A

Linee di ritardo ultrasoniche in vetro per il sistema Secam

Linee di ritardo ultrasoniche in vetro per il sistema Secam di televisione a colori compatibili potranno essere fornite al prezzo di circa 5 dollari cadauna, se il sistema proposto sarà largamente adottato in Europa. La valutazione è stata fatta sulla base del prototipo preparato dalla Corning Glass International S.A., ausiliaria della ditta Corning Glass Works negli Stati Uniti.
La Corning afferma che si dovrà usare una linea di ritardo in ogni apparecchio ricevente televisivo secondo il sistema Secam.
Come informazione di costo, maturata durante la lavorazione del prototipo, la Società indica il prezzo di vendita di 50 dollari per la quantità di 1000 pezzi.
Per la grande quantità di linee che saranno richieste, se il sistema sarà largamente sfruttato, sarà possibile effettuare la riduzione di prezzo secondo il rapporto 10, mediante l'estensione della meccanizzazione della fabbricazione delle parti in vetro e delle tecniche di montaggio.
Il sistema Secam è uno dei sistemi di TV a colori, che potrebbe essere adottato come standard quest'anno in Europa. Le linee di ritardo prototipi della Corning sono fatte col vetro avente il catalogo 8875 della ditta stessa, unico mezzo di trasmissione avente coefficiente di temperatura nominale di zero per il tempo di ritardo. Negli Stati Uniti, ove esso è noto come vetro « zero tc », esso è stato usato principalmente come mezzo per memorie di calcolatori, sebbene in configurazioni diverse.
La linea di ritardo viene utilizzata poichè il ricevitore Secam riceve solo, due segnali, ma ne ha bisogno di tre per ricomporre un'immagine colorata. Per ottenere tre segnali, si fa uso dei due segnali ricevuti in permanenza più il segnale di crominanza ricavato dalla linea precedente di scansione.
Per ottenerli tutti tre in una volta, viene immagazzinata nella linea di ritardo, l'informazione trasmessa in tale linea precedente di scansione, per la durata della scansione, cioè per 64 μsec.
Le caratteristiche più recenti fornite dalla Corning circa tempo di ritardo e la variazione del tempo di ritardo in funzione della temperatura, indicano 63,8 $\pm$ 0,1 μsec. da + 10 a + 50 °C. La variazione totale prevista a motivo della deriva del tempo di ritardo è di 2 nsec. ($2{,}10^{-9}$ secondi), più 5 nsec. dovuti alla variazione del tempo di ritardo con la temperatura. Questa stabilità acconsente tolleranze minime di funzionamento.
La linea di ritardo ha percorso rettilineo del fascio di 16 cm.
La variazione del tempo di ritardo per la vita del ricevitore è inapprezzabile.
La Corning asserisce che sono stati utilizzati trasduttori ceramici e che è stato sviluppato un processo economico di bonderizzazione, che si adatta facilmente alle tecniche di produzione di massa.
La Corning fornisce inoltre i seguenti parametri tipici per una linea completa:
Frequenza di lavoro: 4,43 MHz.
Attenuazione: 20 dB max con carico di 50 Ω.
Larghezza di banda (disaccordata): 2,0 MHz minima.
Risposte spurie (totali): 26 dB min. da 3,7 a 5,1 MHz.
Impedenza di entrata: 1000 pF $\pm$ 10% in parallelo con una resistenza da 50 a 75 Ω (Misurata alla base dell'impulso a 4,43 MHz). *(a.n.)*

Piero Soati

Note di servizio del ricevitore di TV Philips 23TX320A

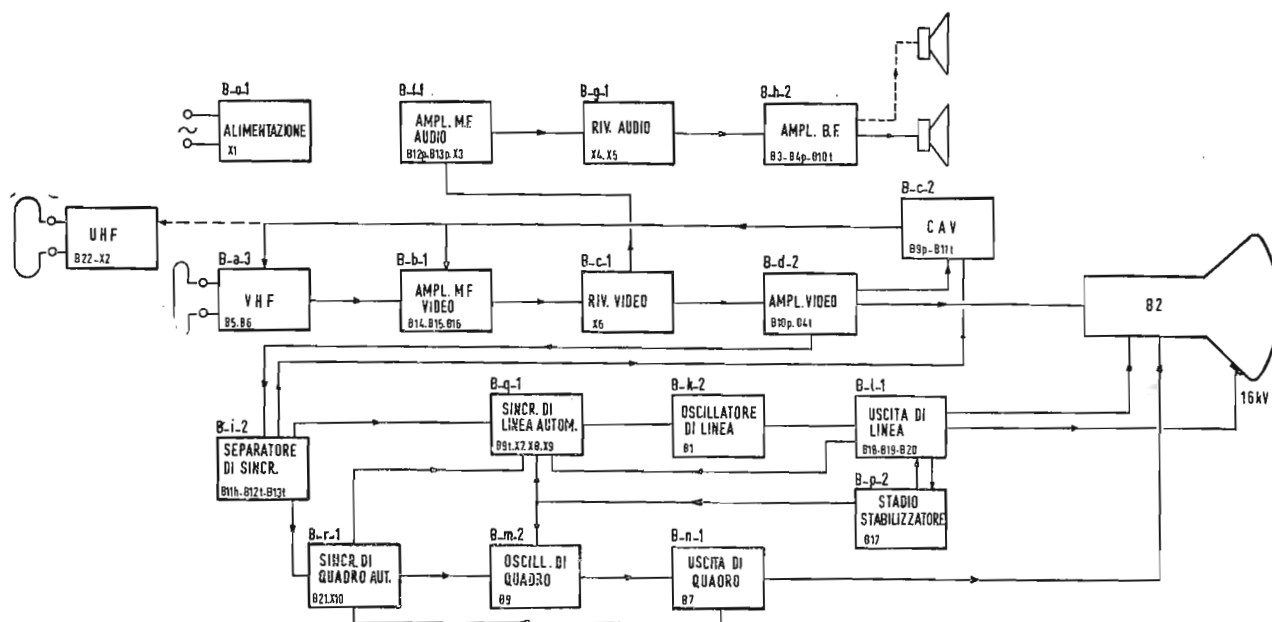



Fig. 1 - Schema a blocchi dei vari stadi del ricevitore di TV Philips Mod. 23TX320A

IL TELEVISORE 23TX320A è prodotto dalla Soc. PHILIPS (Piazza IV Novembre, Milano). Le note relative a questo televisore, ed il relativo schema, che è pubblicato come al solito nella rubrica *Archivio schemi* in questo stesso fascicolo, sono valide anche per il modello 23TX322A, tenendo presente le modifiche alle quali faremo cenno più avanti.

1. - NOTE GENERALI

Il circuito del televisore, completo dell'*Unità* UHF si compone di 22 valvole, le quali assolvono a ben 35 funzioni differenti, più 8 diodi ed un rettificatore. Il cinescopio è del tipo a 110°. Caratteristiche principali: *il controllo automatico della stabilità di larghezza e di altezza dell'immagine, la sincronizzazione orizzontale e verticale automatica, il sintonizzatore con memoria automatica, il controllo automatico del contrasto, la regolazione continua del tono, il registro parola-musica e la possibilità di essere adattato per il telecomando.*

La media frequenza video è di 38,9 MHz e quella dell'audio, come al solito, di 5,5 MHz. La tensione di alimentazione è prevista per 220 V con un consumo dell'ordine di 180 W. L'ingresso d'antenna è previsto per 300 Ω. Il circuito d'ingresso è del tipo cascode. Detto televisore consente la ricezione di tutti i canali UHF, e dei seguenti canali VHF: E_2 = 47-54 MHz; E_3 = 54-61 MHz; E_4 = 61-68 MHz; E_5 = 174-181 MHz; E_6 = 181-188 MHz; E_7 = 188-195 MHz; E_8 = 195-202 MHz E_9 = 202-209 MHz; E_{10} = 209-216 MHz; E_{11} = 216-223 MHz.

2. - VALVOLE USATE

B_1 = PCF80; B_2 = AW59-60, cinescopio; B_3 = PCL86; B_4 = PCL85; B_5 = PCC88; B_6 = PCF80; B_7 = PCL85; B_8 = PF86; B_9 = PCF80; B_{10} = PCL84; B_{11} = ECH83; B_{12} = PCF80; B_{13} = PCF80; B_{14} = EF184; B_{15} = EF184; B_{16} = EF183; B_{17} = ECC82; B_{18} = PL500; B_{19} = PY88; B_{20} = DY87; B_{21} = PCF80.

Diodi: X_1 = 0A214; X_3 = 0A81; X_4 = 0A81; X_5 = 0A81; X_6 = 0A70; X_7 = BA100; X_8 = BA100; X_9 = 0A202; X_{10} = BA100.

Per la loro utilizzazione e la disposizione nel circuito, vedere le figure 1 e 2.

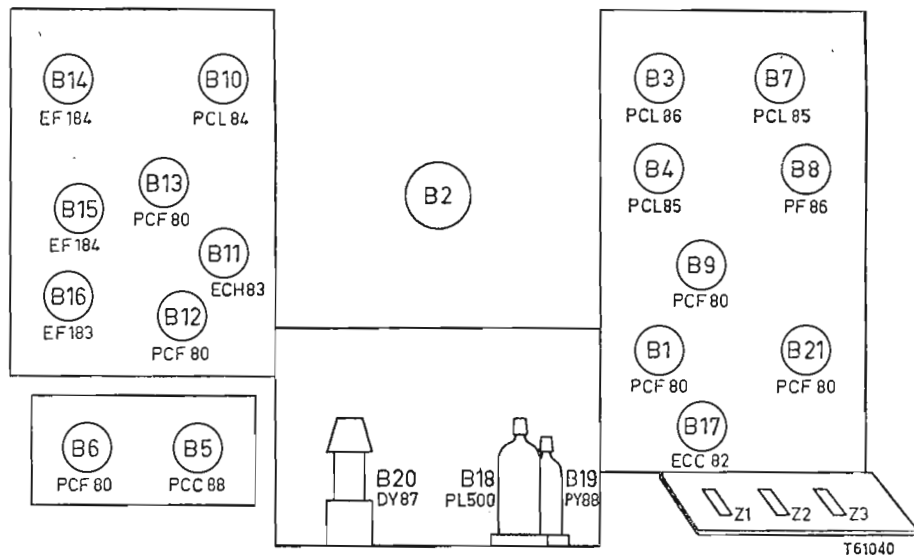



Fig. 2 - Disposizione dei tubi sui telai

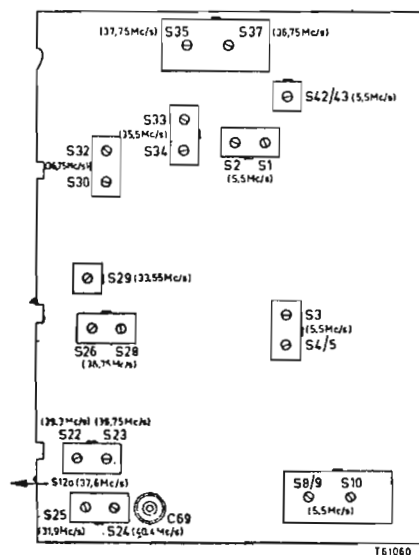



Fig. 3 - Disposizione delle induttanze regolabili.

3. - REGOLAZIONI PRINCIPALI

3.1. - Centraggio

Nella parte posteriore, sull'unità di deflessione, sono visibili due piastre ovali, mobili una rispetto all'altra. Una ha il compito di consentire di spostare l'immagine dall'alto verso il basso o viceversa, l'altra permette di effettuare degli spostamenti da destra a sinistra o viceversa.

3.2. - Linearità orizzontale

Dopo aver sintonizzato il televisore su di una stazione, allentare leggermente la vite di materia plastica di S_{73}. Spostando leggermente l'occhio metallico, della stessa bobina S_{73}, è possibile regolare la linearità orizzontale della immagine.

3.3. - Stadio di uscita di linea

Applicare un segnale ai morsetti di antenna. Collegare il voltmetro a valvola fra C_{135}/S_{66} ed il + 2 (cioè con il più verso R_{94} ed il meno verso la R_{101}). Regolare R_{125} in modo che la deviazione del voltmetro sia di 790 volt.
È necessario tenere presente che il potenziometro R_{125} consente di effettuare delle variazioni di tensione piuttosto piccole. Se le differenze di tensione sono notevoli, la causa deve essere ricercata in altri elementi, quali le valvole ed il trasformatore, che interessano il circuito EAT.

3.4. - Linearità verticale

Essa può essere regolata agendo su potenziometro R_{184}.

3.5. - Tensione di ondulazione

Questo controllo deve essere effettuato portando al minimo il comando relativo la luminosità e mettendo a terra il punto 1B7t.

3.6. - Luminosità

Tramite il potenziometro R_{89} regolare la tensione esistente fra 7B2 e 2B2, in modo che essa sia dell'ordine dei 70 V.

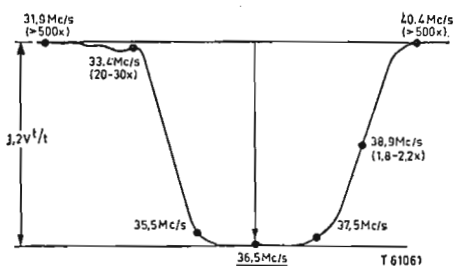



Fig. 4 - Curva totale di risposta

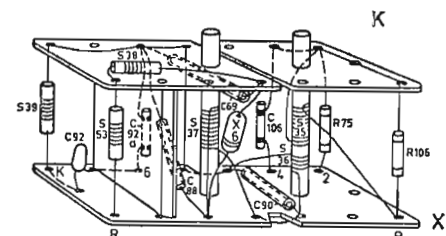



Fig. 6 - Disposizione di componenti del circuito rivelatore video.

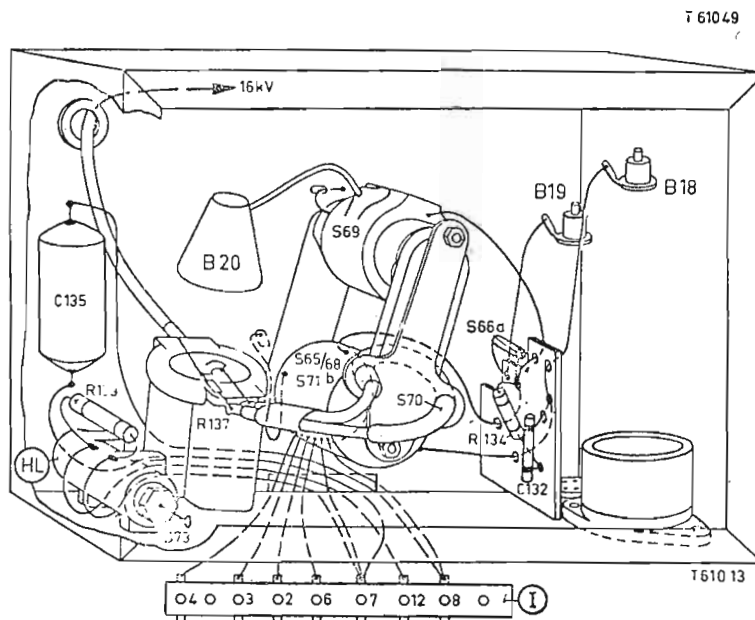



Fig. 5 - Disposizione dei componenti del circuito di uscita di riga.

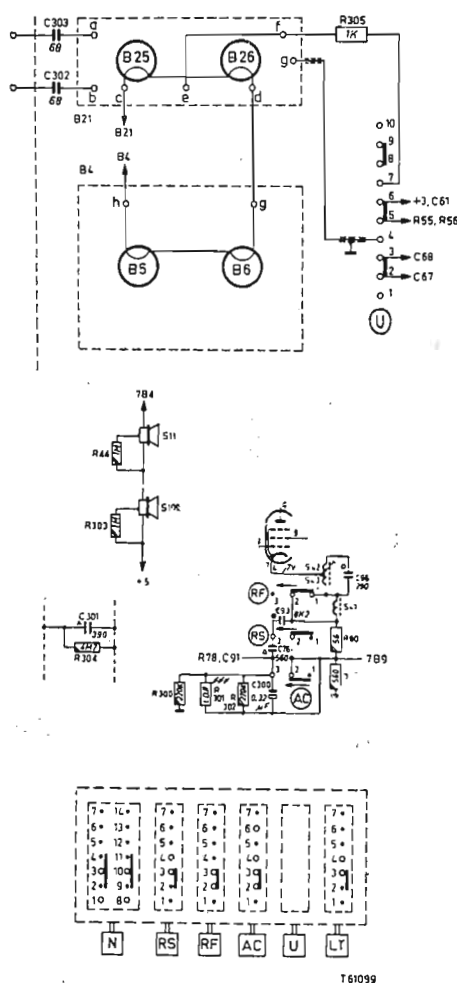



Fig. 7 - Alcuni particolari relativi al ricevitore di TV Philips mod. 23 TX322A e 38B.

3.7. - Controllo del contrasto

Portare il comando di contrasto al minimo. Applicare un segnale ai morsetti di antenna. Regolare il potenziometro R_{83} in modo da ottenere, con una immagine ben sincronizzata, un contrasto esatto.

3.8. - Base dei tempi orizzontale

Applicare ai morsetti di antenna un segnale e collegare un voltmetro a valvola fra il punto di giunzione di C_{115}/R_{114} e la massa. Regolare S_{63} e S_{64} in modo da ottenere 0 V.

3.9. - Base dei tempi verticale

Applicare ai morsetti di antenna un segnale e collegare una resistenza da 4,15 MΩ in parallelo alla resistenza R_{181}. Immobilizzare l'immagine tramite R_{182}-GR.

4. - CONTROLLI E MESSA A PUNTO

4.1. - Regolazione della media frequenza suono

Collegare un voltmetro a valvola, scala 3 volt, al punto di giunzione di R_{46} con C_{44}. Applicare una tensione negativa di circa 3 volt a C_{28}. Applicare un segnale non modulato di 5,5 MHz al nodo S_{40}/R_{81}. Regolare S_{10}, S_8/S_9, S_4/S_5, S_3/S_2 e S_1 (figura 3) per la massima deviazione dello strumento. C_{43} a massa.

Effettuare l'accordo con il nucleo posto nella parte superiore delle bobine.

Smorzare 100 Ω + 1500 pF	Regolare	Deviazione strumento	Strumento connesso a:
S_3 S_4/S_5 S_2 C_{25}	S_4/S_5 S_3 S_1 S_2	massimo	R_{46}/C_{44}
	S_{10}	zero	

4.2. - Controllo della curva passa banda

Collegare l'oscilloscopio fra il nodo R_{46}/C_{44} e lo chassis. Applicare un segnale vobbulato da 5,5 MHz (spazzolamento 400 kc/s circa 50 Hz) a R_{81}/S_{40}.

4.3. - Regolazione media frequenza immagine

Applicare una tensione negativa di circa 8 volt a C_{73} (con il meno a C_{73}/R_{62}). Collegare un filtro composto da una resistenza da 5600 Ω in serie con un condensatore da 1500 pF fra 6B10P e lo chassis (con il condensatore verso lo chassis). Collegare il voltmetro a valvola, scala 3 V, a questo condensatore. Applicare il segnale di BF 400 Hz 30 %, al punto di misura M2. Portare il selettore di canale in posizione di folle (cioè fra due canali). Ammortizzare S_{33} con una resistenza da 100 più un condensatore da 1500 pF (figura 3).

Smorzare 100 Ω + 1500 pF	Frequenza del segnale MHz	Regolare	Deviazione strumento
100 Ω/R_{81}	37.75	S_{35}	massimo
S_{35}	36.75	S_{37}	
S_{31}/S_{32}	36.75	S_{30}	
S_{30}	36.75	S_{32}	
S_{27}/S_{28}	36.75	S_{26}	
S_{26}	36.75	S_{28}	
—	33.55	S_{29}	minimo
—	37.6	S_{12a}	massimo
—	39.3	S_{22}	
—	36.75	S_{23}	
—	40.4	C_{69}/S_{24}	minimo
—	31.9	S_{25}	
—	37.6	S_{12a}	massimo
—	39.3	S_{22}	
—	36.75	S_{23}	
—	40.4	C_{69}/S_{24}	minimo
—	31.9	S_{25}	

4.4. - Controllo della curva di passa banda

Collegare la batteria da 8 V a C_{73} (meno a C_{73}/R_{62}). Collegare l'oscilloscopio fra 8B10P e R_{79}/R_{80}. Applicare un segnale vobbulato da 36 MHz (spazzolato a 10 MHz, 50 Hz) al punto di misura M2. Ammortizzare S_{33} con 100 Ω più 1500 pF.

4.5. - Trappola suono

Applicare a 8B10, tramite una resistenza da 3300 Ω, un segnale non modulato di 5,5 MHz.
Collegare a 6B10 e + 3, un voltmetro a valvola. Regolare S_{42} per una minima deviazione del voltmetro.

4.6. - Filtro antiparassiti (S33-S34)

Collegare il voltmetro a valvola, scala 3 volt, a R_{154}/C_{152} e al + 3. Applicare un segnale di 35,5 MHz (AM 400 Hz) al punto di misura 2B14. Ammortizzare S_{33}, con una resistenza da 1000 Ω in serie con un condensatore da 1500 pF. Regolare S_{34} fino alla massima deviazione dello strumento. Togliere l'ammortizzatore da S_{33} e portarlo su S_{34}. Regolare S_{33} fino alla massima deviazione dello strumento.

5. - NOTE E RACCOMANDAZIONI

Le tensioni che sono riportate sullo schema elettrico rappresentano dei valori medii rilevati nelle seguenti condizioni:
Televisore regolato normalmente, senza segnale di antenna. Comando della luminosità al minimo e contrasto al massimo.

Gli oscillogrammi sono stati ricavati mediante l'inserzione di un generatore di segnali ai morsetti di antenna e con il comando di contrasto regolato in modo da ottenere un segnale di 3 V c.c., alla griglia del tubo video.

Ricordarsi di spegnere sempre il televisore qualora sia necessario sostituire qualsiasi valvola, accertandosi anche che lo chassis non sia sotto tensione nei confronti della massa.

Durante le operazioni di sostituzione del tubo a raggi catodici, l'uso degli appositi occhiali di protezione è senza altro raccomandabile. Inoltre non bisogna mai dimenticare che la tensione dello stadio finale di linea è dell'ordine di 16.000 V.

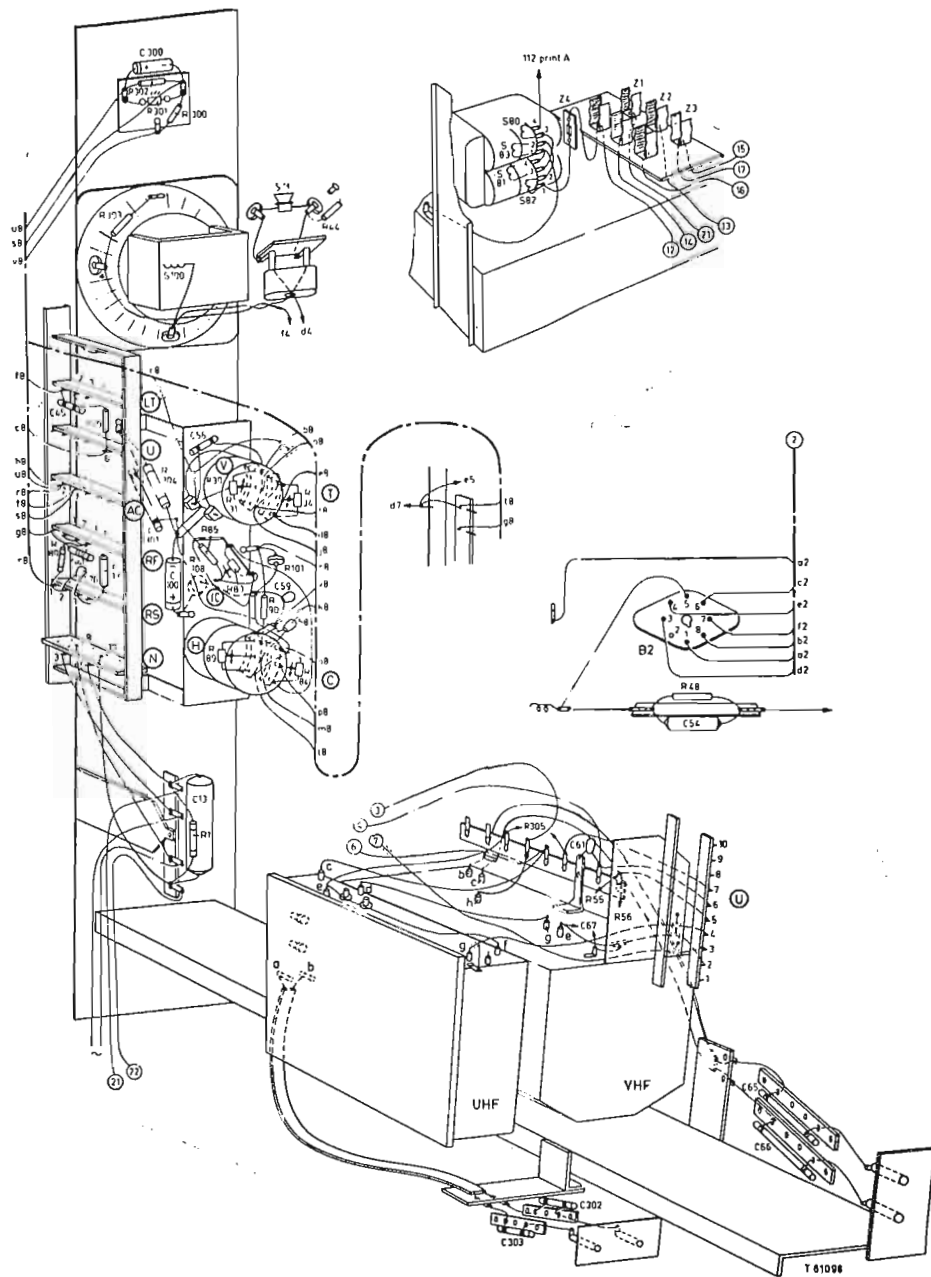



Fig. 8 - Altri particolari relativi al ricevitore di TV Philips mod. 23TX322A e 38B.

Per trarre fuori lo chassis dal mobile è necessario in primo luogo asportare le seguenti parti:
a) Il pannello posteriore e la placca di base. *b*) Il bottone del selettore di canali e quello della sintonia fine. *c*) Le due viti dello chassis a destra delle piastre dei circuiti stampati. *d*) La vite della base del selettore di canali. *e*) Il pannello di comando con le relative connessioni verso l'altoparlante. *f*) Sfilare il blocco di deviazione. *g*) I due anelli posti sotto le cerniere dei punti di sospensione. *h*) Nel togliere i circuiti stampati occorre avere la precauzione di non danneggiarli.

DIFFERENZE NELLO SCHEMA ELETTRICO FRA IL TELEVISORE 23TX320A E IL TELEVISORE 23TX322A-38B.

In quest'ultimo tipo occorre annullare le seguenti parti elettriche: S_{11}; R_{30}-R_{31}; R_{34}; R_{84}; R_{89}. Esse saranno sostituite e completate dalle seguenti: (figure 7 e 8) S_{11} diventa altoparlante (AD3800AM) S_{100} diventa altoparlante (AD2300CZ); R_{30}, R_{31}, R_{34} = 0,6 + 0,4 MΩ; + 300Ω C_{300} = 0,32 μF; C_{301} = 390 pF; R_{300} = 220.000 Ω; R_{301} = L.D.R.; R_{302} = 270.000 Ω; R_{303} = 1 MΩ; R_{304} = 4,7 MΩ; S_{80}, S_{83}. Naturalmente alcune modifiche interessano anche la parte esterna del televisore ed i relativi comandi. *A*

segnalazioni brevetti

PERFEZIONAMENTI NEGLI SCHEMI DI CIRCUITI PER LE BOBINE DI DEFLESSIONE DI IMMAGINE E DI DEFLESSIONE DI LINEA DI ALMEBO DUE TUBI A RAGGI CATODICI.
(Philips Gloeilampenfabrieken N. V.) (51-IH-729)

SISTEMA DI CIRCUITI PER PRODURRE UNA CORRENTE A DENTI DI SEGA IN UNA BOBINA E UNA TENSIONE CONTINUA.
(La Stessa) (51-IH-949)

METODO PER LA FABBRICAZIONE DI ELEMENTI CONDUTTORI DELL'ELETTRICITÀ.
(Aktiebolaget Kanthal) (76-IL-0712)

ELEMENTO CONDUTTORE ELETTRICO A BASE DI TELLURIO E MANGANESE. PROCEDIMENTO PER OTTENERLO ED UTILIZZAZIONE DI ELEMENTI CONDUTTORI ELETTRICI DI QUESTO TIPO.
(Baso Inc.) (76-IL-9612)

DISPOSITIVO PER INTRECCIARE CONDUTTORI A NASTRO MULTIPLO.
(British Insulated Callender's Cables Ltd.) (76-IL-2612)

CORDONE CONDUTTORE ELETTRICO FLESSIBILE ED ESTENSIBILE.
(Elona Africa, Ditta) (76-IL-9012)

APPARECCHIATURA DI COMMUTAZIONE E DI DISCRIMINAZIONE IMPIEGANTE ELEMENTI SUPERCONDUTTIVI.
(International Business Machines Cor.) (76-IL-7012)

PERFEZIONAMENTI NELLE TESTE DI ESTRUSIONE PER IL RIVESTIMENTO DI CAVI.
(Soc. An. De Vehicules Industriels et d'Equipements Mecaniques Saviem L.R.S.) (76-IL-1212)

METODO PER APPLICARE I REOFORI TERMINALI NEI RESISTORI A FILO SU SUPPORTO ISOLANTE.
(S.E.C.I. Soc. Elettrotecnica Chimica italiana) (76-IL-4312)

MATERIALI FERROMAGNETICI.
(Centre national de la recherche scientifique) (76-IL-5212)

PROCEDIMENTO E DISPOSITIVO PER REALIZZARE UN CIRCUITO DI ECCITAZIONE A CORRENTE CONTINUA IMMUNE DA EXTRA CORRENTE.
(Clerici Alessandro) (76-IL-3912)

CORPO MAGNETIZZABILE DI FERRITE SPECIE PER BOBINE DI INDUTTANZA PER ALTE FREQUENZE.
(Siemens und Halske Aktieng) (76-IL-5712)

PROCEDIMENTO DI FABBRICAZIONE DI PELLICOLE DIELETTRICHE ESTREMAMENTE SOTTILI CHE SERVONO DA ELEMENTI ISOLANTI IN CONDENSATORI ELETTRICI ED IMPIANTO PER LA FABBRICAZIONE DI DETTE PELLICOLE E DEI CONDENSATORI CUI SONO DESTINATE.
(General Electric Co.) (77-IL-7412)

PERFEZIONAMENTI NEI RELÈ ELETTROMAGNETICI.
(Allmanna Svenska elektriska Aktieng) (77-IL-7112)

ELETTRODO FREDDO E DI FORMA CAVA.
(Claude Paz & Visseaux) (77-IL-9112

INTERRUTTORE AUTOMATICO PREPOSTO ALL'ACCENSIONE ED AL FUNZIONAMENTO DI LAMPADE O TUBI FLUORESCENTI CON ALMENO UN CATODO RISCALDATO E PROCEDIMENTO PER LA TARATURA DI DETTO INTERRUTTORE.
(Knobel Fritz) (77-IL-3112)

LAMPADA IN MATERIALE SINTETICO CHIUSA A TENUTA PER TUBI A LUMINESCENZA
(Lenze K. G. Lichttechnische spezialfabrik) (77-IL-3112)

PERFEZIONAMENTI ALLA FABBRICAZIONE DI GRIGLIE AD AVVOLGIMENTO DI FILO PER TUBI A SCARICA ELETTRONICA.
(Plessey Co. Ltd.) (77-IL-1912)

DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER LA DELIMITAZIONE DELLA CORRENTE E IL PRERISCALDAMENTO PER L'ACCENSIONE DI LAMPADE FLUORESCENTI.
(Licentia Patent Verwaltungs G.M.B.H.) (77-IL-0712)

CONTENITORE PER AFFINATORI CHIMICI NEL VUOTO.
(SAES) (78-IL-2312)

DISPOSIZIONE CIRCUITALE PER VALVOLE A SCARICA NEL GAS.
(Veb elektronische Rechenmaschinen Wissenschaftlicher Industrie Betrieb Karl Marx stadt) (78-IL-0612)

DISPOSITIVO GENERATORE DI CORRENTE ELETTRICA UTILIZZANTE ELEMENTI SEMICONDUTTORI.
(Advanced Research Associates Incorp.) (78-IL-1112)

PROCEDIMENTO DI REALIZZAZIONE DI GIUNZIONE I.N.O.I.P. AL GERMANIO PARTICOLARMENTE PER LA FABBICAZIONE DI DIODI E DI TRANSISTORI.
(Co. Gen. De Telegraphie sans fil) (78-IL-5312

PERFEZIONAMENTI NEI DISPOSITIVI SEMICONDUTTORI.
(Philips' Gloeilampenfabrieken) (78-IL-4812)

PROCEDIMENTO PER LA PRODUZIONE DI CRISTALLI DI MATERIALE SEMICONDUTTORE AVENTI CARATTERISTICHE RIGOROSAMENTE REGOLATE.
(Philco Corp.) (78-IL-9212)

PROCEDIMENTO PERFEZIONATO PER LA FABBRICAZIONE DI APPARECCHI A SEMICONDUTTORE SPECIALMENTE DEI TRANSISTORI DI MEDIA POTENZA A GIUNZIONE A LEGA.
(La stessa) (78-IL-2512)

PERFEZIONAMENTI AI DISPOSITIVI SEMICONDUTTORI.
(Radio Corp. of America) (78-IL-4512)

ARTICOLI LAVORATORI DI COMPOSIZIONI DI CELLULOSA POLIETILENE QUALE AD ESEMPIO SEPARATORE PER BATTERIA DI ACCUMULATORI
(National Lead Co.) (78-IL-6812)

DISPOSITIVO ATTO AL RIEMPIMENTO CON ELETTROLITO DI ACCUMULATORE ELETTRICO.
(Soc. Edison Soc. P. A.) (79-IL-2212)

PERFEZIONAMENTI NEI RECIPIENTI DI ACCUMULATORI ELETTRICI A LIQUIDO AL FINE DI ASSICURARE LA SIGILLATURA A TENUTA ERMETICA E LA RESISTENZA ALLA CORROSIONE.
(Svenska Ackumulator aktieng Jungner.) (79-IL-8512)

METODO ED APPARECCHIATURA PER LA TRASMISSIONE DI INFORMAZIONI PARTICOLARMENTE DI SEGNALI MODULATI IN FASE.
(International Business Machines Corp). (83-IL-0312)

PERFEZIONAMENTO DEL SISTEMA PER FISSARE FRA LORO GLI ELEMENTI DELL'ANTENNA TELEVISIVA RICEVENTE.
(Caprio Luciano) (83-IL-2512)

ANTENNA RADIO AUTOPORTANTE SUPER LEGGERA IN TRAFILATO FILIFORME DI ACCIAIO.
(Sandri Silvio) (83-IL-9012)

TRASDUTTORE ELETTROACUSTICO DEL TIPO ELETTRODINAMICO.
(Gamzon Robert e Frei Ephrain Heinrich) (83-IL-3712)

SISTEMA SELETTIVO PER APPARECCHI TELEFONICI DI ABBONATO CON ALTOPARLANTE E AMPLIFICATORE A TRANSISTORI.
(General Telephone Laboratories Incorp.) (83-IL-9312)

PERFEZIONAMENTO NEI DISPOSITIVI DI CONVERSIONE DI FREQUENZA SPOSTAMENTO DI FASE MESCOLAZIONE ATTENUAZIONE MODULAZIONE E COMMUTAZIONE A MICROONDE.
(Hughes Aircraft Co.) (83-IL-3312)

ORGANI SILENZIATORI PER APPARECCHI TELEFONICI.
(Papalia Michelangelo) (83-IL-8512)

DISPOSITIVO ELETTRONICO AVENTE LO SCOPO DI CONSENTIRE CONVERSAZIONI TELEFONICHE COL MICROTELEFONO POSATO SUL TAVOLO-SCRITTOIO CON TOTALE LIBERTÀ DI MOVIMENTO DELLE MANI.
(Radio Allocchio Bacchini Soc.) (83-IL-5112)

LINEA DI PROPAGAZIONE IN TUBI GUIDA PER ONDE ELETTROMAGNETICHE DI PICCOLA LUNGHEZZA DI ONDA PROTETTI CONTRO GLI INFLUSSI CLIMATICI E PROCEDIMENTO PER FABBRICARE DETTA LINEA.
(Siemens S.p.A.) (83-IL-8612)

AMPLIFICATORE REGOLATORE DI GUADAGNO PER ESEMPIO ESPANSIONE E COMPRESSORE DI DINAMICA SPECIE PER IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI.
La Stessa (83-IL-5112)

PROCEDIMENTO PER FABBRICARE CABLAGGI PER CIRCUITI ELETTRICI SPECIALMENTE PER GRUPPI COSTRUTTIVI ELETTRONICI DELLA TECNICA DELLE TELECOMUNICAZIONI.
(Siemens und Halske Aktiengesellschaft) (84-IL-5212)

DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER LA RICEZIONE E LA MATERIALIZZAZIONE DI DIFFERENTI CORRENTI DI SEGNALAZIONE SPECIALMENTE PER LA CARATTERIZZAZIONE DI CIFRE NELLA TRASMISSIONE DI INFORMAZIONI IN IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI.
(La Stessa) (84-IL-5512)

IMPIANTO TRANSISTORIZZATO PER TRASMISSIONI A FREQUENZE VETTRICI AD ESEMPIO PER COMUNICAZIONI TELEFONICHE O TELEGRAFICHE.
(La Stessa) (84-IL-5612)

DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER L'ARRESTO DI SELETTORI CHE NON TROVANO ALCUNA LINEA LIBERA IN UN GRUPPO DI CONTATTI MARCATO IN IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI SPECIALMENTE IN IMPIANTI TELEFONICI.
(La Stessa) (84-IL-3912)

DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER IMPIANTI TELEFONICI MUNITI DI SELETTORI DI CONNESSIONE IMPOSTATI PER MEZZO DI DISPOSITIVI DI MARCAGGIO.
(La Stessa) (84-IL-4012)

DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER L'ALIMENTAZIONE DI LINEE DI ALLACCIAMENTO RAGGIUNTE ATTRAVERSO SELETTORI DI LINEA IN IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI SPECIALMENTE IN IMPIANTI TELEFONICI.
(La Stessa) (84-IL-4112)

DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER SELETTORI DI LINEA DOTATI DI COMPLESSI DI IMPOSTAZIONE COMUNI A PIÙ SELETTORI DI LINEA IN IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI SPECIALMENTE IN IMPIANTI TELEFONICI.
(La Stessa) (84-IL-4012)

DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER SELETTORI DI LINEA MUNITI DI ATTACCHI MULTIPLI ED IMPOSTATI PER MEZZO DI DISPOSITIVI DI MARCAGGIO IN IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI SPECIALMENTE IN IMPIANTI TELEFONICI.
(Siemens und Halske Aktiengesellschaft) (85-IL-6212)

SISTEMA TELEFONICO.
(Telefonaktiebolaget L M Ericsson) (85-IL-8012)

CHI DESIDERA COPIA DEI SUCCITATI BREVETTI, PUO' RIVOLGERSI
all'*Ufficio Tecnico Internazionale Brevetti*
« ORGANIZZAZIONE RADOBOR »
Viale S. Michele del Carso, 4 - Milano (Italia)
Tel. 468914 - 486450

dott. ing. Antonio Contoni

Amplificatore americano di nuovo stile*

Fig. 1 - Vista dell'amplificatore stereofonico integrato Fisher X-101-C con lo sportello chiuso. I soli comandi accessibili si limitano alla tastiera di cinque pulsanti a sinistra, al selettore di funzioni ed al regolatore di livello sonoro, combinato con l'interruttore di rete.

(*) tradotto da *Revue du Son*, dicembre 1962, pag. 471.

Avery Fisher, Presidente-fondatore della Casa che porta il suo nome, può vantarsi di una delle più belle decorazioni che siano in possesso agli specialisti americani di alta fedeltà.

I suoi successi hanno caratterizzato durante gli ultimi 25 anni il lungo cammino che dovette percorrere senza perdita di qualità, dal materiale di laboratorio per gli ingegneri del suono, agli apparecchi di presentazione attraente, facili da usare, concepiti in funzione del conforto auditivo di sinceri amatori della musica, che desiderano, il più semplicemente possibile, trarre profitto da tutte le risorse delle tecniche elettroacustiche. Avery Fisher appartiene già al folclore dell'alta fedeltà, poichè il suo primo elettrofono del 1937 è entrato nell'Istituto Smithsoniano di Tecnologia di Washington, per testimoniare ciò che si sapeva già fare prima della 2a guerra mondiale e bisogna ammettere che esso non era poi tanto male: fonorivelatore magnetico, preamplificatore correttore, amplificatore equipaggiato con tetrodi di potenza con controreazione globale, altoparlante in schermo acustico infinito. Ad eccezione di qualche realizzazione professionale altamente specializzata, la linea di condotta della Fisher non è quasi variata: unire le migliori caratteristiche tecniche alla semplicità di uso. La nuova serie, cui appartiene l'amplificatore X-101-C segna una nuova tappa in questo campo, che sarà forse l'inizio di un nuovo stile, giustificato dal desiderio di attirare verso l'alta fedeltà i numerosissimi utenti in potenza, che aborrono e temono addirittura un troppo grande numero di pulsanti, le possibilità di regolazione troppo vaste, delle quali essi non vedono sempre la necessità. È l'apparecchio di lusso per «l'uomo occupato» avendo ridotto i comandi apparenti (fig. 1) a due manopole e ad una tastiera a cinque pulsanti, ma nell'amplificatore nulla è stato tralasciato, perchè sussistono tutte le regolazioni abituali, dissimulate dietro una parete. Il Fisher spera assai che «l'uomo indaffarato» si prenderà un giorno la pena di iniziarsi a tutte le possibilità dell'X-101-C, per il massimo piacere del suo gusto auditivo.

1. - ANALISI DELLO SCHEMA DELL'AMPLIFICATORE STEREOFONICO INTEGRATO X-101-C (fig. 2)

L'amplificatore del «Commendatore» deve essere robusto, deve poter assicurare lungamente senza guastarsi, un servizio impeccabile con un minimo di attenzione per la conservazione. In conseguenza, sarà concepito a partire da soluzioni classiche di comprovate virtù, con componenti rigorosamente scelti secondo un severo quaderno di carico, infine la sua potenza modulata sarà nettamente sovrabbondante, in modo da garantire sempre un margine di sicurezza sufficiente, senza complicazione, con solamente due tipi di tubi elettronici (12AX7 e 7591).

1.1. - Stadio di ingresso

Un tubo elettronico 12AX7 con le due sezioni in cascata, con controreazione selettiva globale, introduce le correzioni indispensabili per la riproduzione dei dischi (con fonorivelatore magnetico) e dei nastri magnetici. Una manopola da premere permette la scelta delle due equalizzazioni, mettendo in corto circuito la rete di controreazione inutilizzata. Per i dischi mono o stereofonici si provvede la sola equalizzazione RIAA ben sufficiente, perchè l'uomo occupatissimo non possiede certamente la collezione di registrazioni a 78 giri/min. Per la riproduzione diretta dei nastri magnetici, conviene rilevare il registro grave per compensare la risposta della testina trasduttrice. L'unico circuito correttore adottato lavora a 19 cm/sec; alle velocità di scorrimento inferiori bisognerà completarlo con la azione della regolazione di tono. È prevista un'entrata per fonorivelatore piezoelettrico, ma imponendogli un basso carico ohmico che, conferendogli una risposta simile a quella di un lettore di velocità, lo rende passibile della correzione RIAA prevista. Le due entrate ad alto livello (sintonizzatore e ausiliaria) alimentano direttamente lo stadio successivo, dopo l'azione del selettore, che determina il modo di funzionamento: *mono* (i due canali ricevono lo stesso segnale), *stereo* (normale), *stereo* invertito (incrocio dei canali).

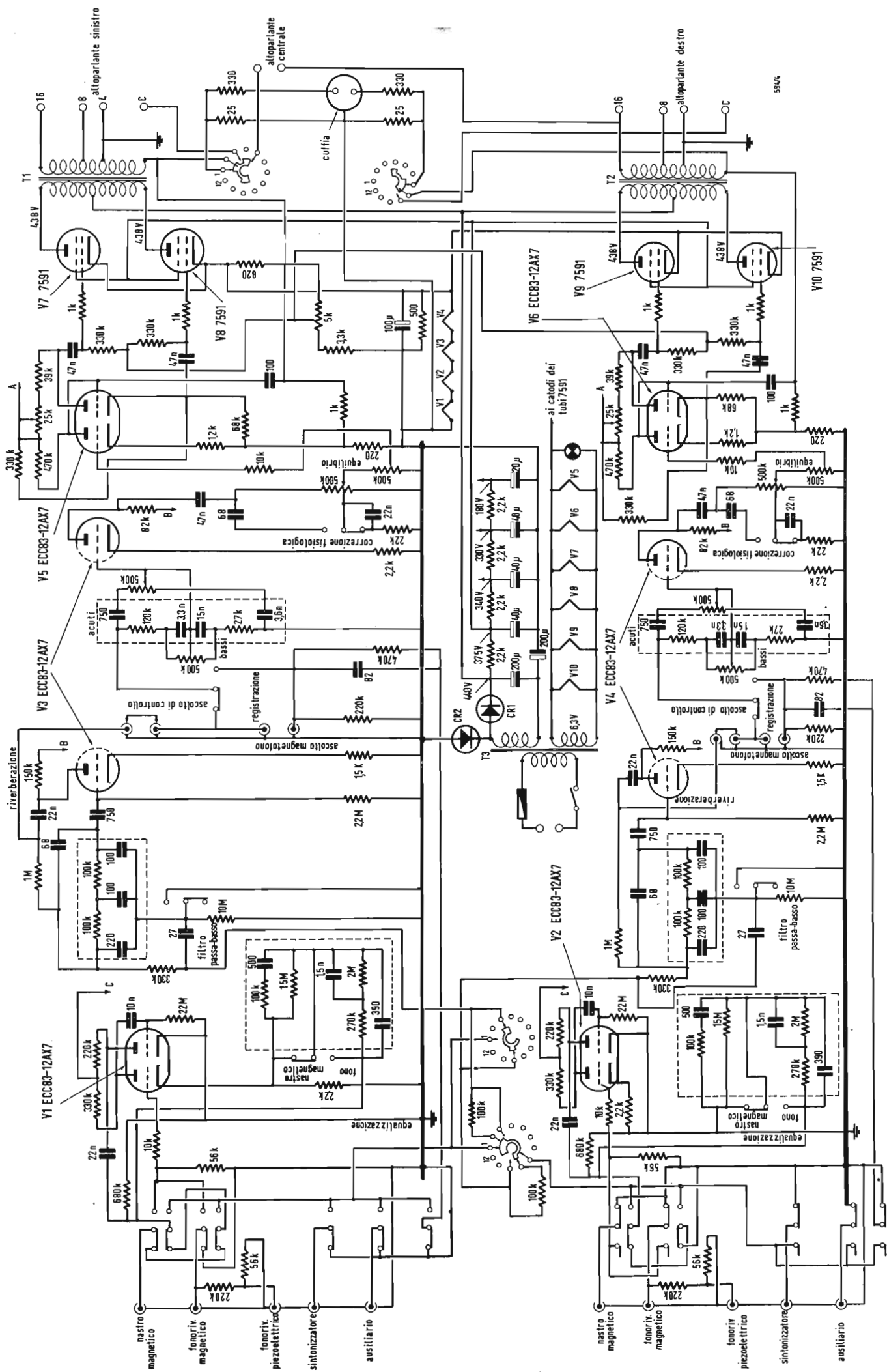



Fig. 2 - Schema di principio dell'amplificatore Fisher X-101-C.

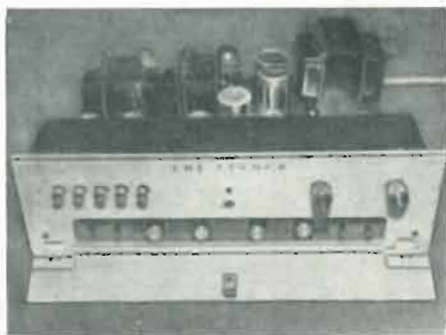



Fig. 3 - Pannello comandi dell'amplificatore Fisher X-101-C con lo sportello aperto, sono visibili da sinistra a destra i pulsanti dell'equalizzatore, del filtro passa basso, del selettore delle uscite, delle regolazioni dei toni, di equilibrio, del controllo di ascolto magnetico e della correzione fisiologica.

1.2. - Stadio amplificatore e filtro passa-basso

Una metà del tubo 12AX7 fornisce il guadagno necessario a un filtro attivo a contro-reazione, di cui la commutazione per mezzo di manopolina a pressione è semplificata all'estremo. Il principio di simili filtri è noto, quindi non ci soffermeremo. Si sa che la controreazione permette di simulare la risposta di un circuito *R*, *L*, *C*, ossia di accelerare il taglio, senza tuttavia modificare la pendenza di attenuazione asintotica. Nel caso attuale lo schema è un poco complicato per mantenere la risposta nell'acuto quando il filtro è fuori circuito. La frequenza di taglio adottata (— 3 dB) è 5,5 kHz con una pendenza di attenuazione di 12 dB/ottava.

A scopo di semplificazione non è stato previsto il filtro passa-alto, ma il valore degli accoppiamenti adottati (750 pF in serie con 2,2 MΩ) combinato con la controreazione e la costante di tempo di entrata della regolazione del tono, costituisce un filtro subsonico sempre in circuito (— 1 dB a 20 Hz, — 20dB a 5Hz) molto utile per evitare di sovraccaricare l'amplificatore (tensioni provocate da vibrazioni meccaniche). All'uscita dello stadio filtro si trovano due connettori coassiali normalmente riuniti con un cavalletto, permettente l'inserzione di un apparecchio di riverberazione artificiale, analogamente all'unità Hammond (la realizzazione Fisher è una delle più elaborate del mercato americano). Si noterà pure l'uscita per il registratore magnetico prima dell'unione delle regolazioni di tono e di livello, ed anche l'entrata ausiliaria per un'uscita di magnetofono (dopo il preamplificare di riproduzione) permettente l'ascolto di nastri magnetici per mezzo dell'X-101-C, beneficiando del filtro passa-basso e delle regolazioni ulteriori. Infine una manopola a pressione chiamata « Tape Monitoring » permette (se il magnetofono possiede una testina di riproduzione separata) di effettuare l'ascolto di controllo di una registrazione in corso di esecuzione (in caso contrario, l'ascolto del programma registrato, si effettua direttamente).

1.3. - Regolazioni di tono di livello e di bilanciamento.

Si trovano qui circuiti passivi ben noti completati da una metà di un tubo 12AX7 amplificatore. La regolazione del livello sonoro si effettua con un potenziometro a presa, che permette, se lo si desidera, l'introduzione di una correzione fisiologica per l'ascolto a basso livello. Il tipo di bilanciamento adottato acconsente a volontà, l'eliminazione di uno dei due canali.

1.4. - L'amplificatore di potenza

Ancora una formula classica, ma estremamente curata. I tubi di potenza sono i 7951, versione nobilitata del vecchio tipo 6L6, più specialmente adatta al lavoro in classe AB1 ed i trasformatori di uscita hanno nuclei in lamierini a grani orientati. Si noti la regolazione (su ciascun canale) dell'equilibratura in alternativa (per ridurre al minimo la distorsione di intermodulazione, per mezzo della regolazione della resistenza anodica del tubo invertitore di fase e della tensione di polarizzazione (comune ai due canali). Il circuito catodico dei tubi 7591 è alquanto speciale, perchè si compone principalmente dei filamenti in serie di quattro 12AX7 (tutte quelle non appartenenti agli stadi di potenza) in parallelo con una resistenza di 500 Ω e con un condensatore di 100 pF. La regolazione della polarizzazione comanda l'erogazione di corrente dei tubi 7591 per portare i loro catodi a 40 V (circa 200 mA di corrente totale); ciò permette di accendere in corrente continua (con leggera sotto-tensione) gli stadi a basso livello per ridurre i ronzii residui.

Nei trasformatori di uscita troviamo secondari con presa intermedia a massa; ciò permette di alimentare un altoparlante supplementare con la somma delle modulazioni dei due canali (sistema apprezzato dagli audioamatori americani

Fig. 4 - L'amplificatore Fisher X-101-C visto dietro. In primo piano il voluminoso trasformatore di alimentazione blindato con nastro di rame, ed i quattro tubi 7591 isolati dal resto dell'apparecchio per facilitare il loro raffreddamento. I tubi 12AX7 sono allineati in secondo piano, dietro i due trasformatori di uscita. Tra i tubi 7591 e il trasformatore di alimentazione ci sono i due cavallotti delle prese per unità di riverberazione esterna. Le diverse entrate ed uscite sono distribuite dietro il telaio. In caso di messa a terra del telaio, si deve utilizzare per questo scopo la presa 4Ω per altoparlante.

per ridurre l'effetto del buco in stereofonia). Si noti l'uscita prevista per l'ascolto individuale in cuffia che sembra essere molto sfruttato oltre Atlantico. Un commutatore di uscita permette la scelta fra diverse possibilità: ascolto in cuffia, altoparlanti esclusi, ascolto col complesso altoparlanti ivi compreso il canale centrale, ascolto stereofonico normale con due altoparlanti, ascolto in cuffia completato da una diffusione sonora in un altro locale dell'appartamento con un solo altoparlante di 16 Ω che riceve la somma delle tensioni dei due canali.

1.5. - L'alimentazione

Il trasformatore col nucleo rivestito con una fascia di rame per ridurre l'irradiazione del campo di ronzio, possiede due secondari. Il primo, in unione a due diodi al silicio, montati come duplicatori di tensione, fornisce prima del filtro i 440 V, che vengono direttamente applicati agli anodi dei tubi 7591; le altre tensioni continue destinate agli altri stadi amplificatori sono filtrate da cellule *R*, *C* e tanto più filtrate quanto più interessano stadi a piccoli segnali. Un secondo secondario fornisce la tensione di riscaldamento alternata per tubi delle sezioni amplificatrici di potenza (2 - 12AX7 e 4 - 7591). Non vi sono prese intermedie, ma tutto l'avvolgimento collegato ai catodi dei tubi 7591 è portato a + 40 V; ciò è efficacissimo per ridurre il ronzio.

2. - PRESENTAZIONE DELL'AMPLIFICATORE FISHER X-101-C

L'apparecchio dell'« uomo d'affari » deve avere una presentazione ad un tempo lussuosa e molto sobria. Il pannello anteriore, ove sono raggruppati i comandi, mostra a sinistra solo cinque tasti, che permettono la scelta della sorgente di modulazione: testina magnetica per riproduzione diretta, fono rivelatore mono o stereo — si può se si desidera collegare un secondo giradischi alle entrate per le testine magnetiche, ma conservando la correzione RIAA — sintonizzatore MA o MF (multiplex mono o stereo), sorgente ausiliaria, riproduzione dei nastri magnetici partendo dal preamplificatore di un magnetofono; la manopola di regolazione del livello e di messa in movimento, la manopola del moto di funzionamento e l'uscita per la cuffia. Tutte le altre regolazioni (fig. 3) sono nascoste dallo sportello inferiore, che lascia scorgere, una volta ribaltato: il tasto dell'equalizzatore, quello del filtro passa-basso, i bottoni del selettore delle uscite, dei regolatori di tono e di equilibrio, e infine i tasti della correzione fisiologica e del controllo della registrazione magnetica. Questi comandi sono tutti predisposti in posizione centrale e l'« uomo che ha fretta » non dovrà ritoccarli. Posteriormente si trovano le entrate e le uscite: cinque coppie di ingressi stereofonici, due entrate e due uscite stereofoniche per magnetofono (registrazione e riproduzione), le uscite per altoparlanti normali (4,8 e 16 Ω), quelle dell'altoparlante centrale, le prese per la riverberazione artificiale e due uscite della tensione di alimentazione (di rete) commutate dall'interruttore dell'amplificatore.

3. - CARATTERISTICHE TECNICHE

Potenza di uscita efficace nominale: 27 W per canale allo 0,3% di distorsione. Potenza modulata musicale per i due canali: 60 W (misura eseguita secondo prescrizioni dell'« Istituto of High Fidelity Manufacturers »); cioè potenza che può essere erogata senza superare lo 0,5% di distorsione durante la frazione di secondo in cui le tensioni anodiche restano invariabili. I massimi musicali essendo brevissimi, i fabbricanti americani pensano che questo dato caratterizzi meglio la potenza effettiva di un amplificatore concepito per la riproduzione sonora, che non la sola potenza efficace con segnale sinoidale in regime permanente.

Tasso di distorsione armonica alla potenza nominale: 0,5%.

Banda passante: 20 Hz ÷ 20 kHz ± ± 1 dB alla potenza nominale e per l'insieme dell'amplificatore.

Banda passante della parte amplificatrice di potenza: 10 Hz ÷ 80 kHz + + 0 — 15 dB alla potenza nominale.

Sensibilità di entrata (potenza nominale in uscita):

a) entrata ad alto livello (sintonizzatore e ausiliaria) 300 mV.

b) entrata per fonorivelatore magnetico 3,5 mV;

c) entrata per fonorivelatore piezoelettrico 16 mV;

d) entrata per testine magnetiche 2 mV.

Livelli di rumorosità:

a) parte amplificatrice sola — 88 dB, 50 W;

b) alle entrate a basso livello — 63 dB;

c) alle entrate ad alto livello — 82 dB.

Regolazioni di tono: 22 dB di variazione totale a 50 Hz 20 dB di variazione totale a 10 kHz.

Filtro passa basso: taglia a 5,5 kHz, pendenza di attenuazione 12 dB/ottava

Filtro subacustico: — 1 dB a 20 Hz, — 20 dB a 5 Hz.

Impedenze di uscita: 4,8 e 16 Ω. Possibilità di collegare un altoparlante centrale di 16 Ω alimentato dalla somma delle tensioni dei due canali (la massa è alla presa 4 Ω).

Fattore di smorzamento: 10.

Diafonia propria: minore di — 60 dB.

Consumo: 210 VA.

Dimensioni: larghezza 38,5 cm; altezza 12 cm; profondità 30 cm.

Peso: 11 kg.

Per concludere: si tratta di una bella realizzazione che ben figura nella linea di quelle che formano la gloria di Fisher. L'America conta, si dice, molti « uomini lavoratori indefessi », che si spera possano essere sedotti dall'X-101-C. Prevediamo che saranno sempre meno indaffarati e prenderanno sempre più piacere ad esplorare le possibilità del loro amplificatore.

In Europa noi siamo forse meno ostili alle bellezze tecniche, ma ci devono pur essere numerosi amatori di musica, che troveranno nella presentazione Fisher una tranquillità d'animo opportuna per attirarli verso l'alta fedeltà molto elaborata messa alla portata di tutti coloro che non ne vogliono sapere di elettronica. *A*

dott. ing. P. Postorino

Misura della reattanza di altoparlanti*

Circuito a ponte per la misura dell'impedenza e dell'angolo di fase

Nel campo di frequenze da 20 Hz a 20 kHz l'impedenza di un altoparlante a bobina mobile varia enormemente e l'angolo di fase oscilla entro un ampio arco di valori. Nella banda da 200 a 600 Hz l'impedenza è preponderantemente resistiva; per questa ragione l'impedenza nominale d'adattamento è comunemente assunta pari al valore misurato a 400 Hz.

Prendendo il caso di un tipico altoparlante da 10 pollici - 15 Ω, montato su uno schermo piano, si può trovare che l'impedenza, alla più bassa frequenza di risonanza, sale a più di 300 Ω per raggiungere il valore nominale ad una frequenza un po' più alta e quindi assumere il valore di circa 70 Ω a 20.000 Hz. L'angolo di fase può raggiungere, al di sotto della frequenza di risonanza il valore di 60 gradi negativi, alla più bassa frequenza di risonanza il valore di 0 gradi e ad una frequenza leggermente più alta un valore intorno ai 60 gradi positivi.

A frequenze molto alte l'induttanza della bobina diventa importante, causando un progressivo aumento dell'angolo di fase, che può raggiungere i 30 gradi a 20.000 Hz. La parte estrema, verso le basse frequenze, della curva di risposta viene sensibilmente modificata dal tipo di mobile, in cui l'altoparlante è montato e la caratteristica acustica dipende dall'impedenza di uscita dell'amplificatore di pilotaggio.

È evidente quindi come sia impossibile adattare, entro una larga banda di frequenza, un tale riproduttore alla sorgente d'alimentazione. È perciò difficile trasferire all'altoparlante, alle frequenze per le quali l'impedenza diventa alta, una sufficiente potenza partendo da una sorgente a tensione costante. Quando poi l'impedenza è bassa, il disadattamento fra amplificatore e trasduttore può causare distorsioni intollerabili. Pochi amplificatori progettati per un carico di 15 Ω non introducono distorsioni quando la resistenza di carico è ridotta del 50%. La stessa stabilità viene ad esserne compromessa. Negli amplificatori moderni viene usato in genere un tale tasso di controreazione che, impiegando un carico eccessivamente reattivo, si possano generare oscillazioni.

È evidente quindi quanto si possa guadagnare dallo studio del circuito equivalente elettrico di un altoparlante. Su questo particolare argomento purtroppo si è scritto molto poco.

In questo quadro assume particolare valore l'articolo di R. E. Cooke, pubblicato sulla rivista « Technique » della Muirhead Company. In questo articolo l'autore dà i risultati di numerose misure eseguite su differenti tipi e combinazioni di altoparlanti, utilizzando un misuratore d'angolo d'impedenza Muirhead tipo D-728.

Lo scopo del presente articolo è quello di mostrare come misure del genere possano essere fatte con apparecchiature più semplici anche se con maggior perdita di tempo.

In fig. 1 è riportato lo schema di principio di come possono essere eseguite misure d'impedenza e d'angolo di fase. Qui l'altoparlante, d'impedenza Z ed angolo di fase θ, rappresentato col simbolo $Z(\theta)$, è associato alle resistenze R_1, R_2 e R_3 in un circuito a ponte, pilotato da un amplificatore, considerato come una sorgente di tensione costante E.

Le resistenze R_1 ed R_2 formano un partitore di tensione ai capi della sorgente, e se $R_1 = R_2$, allora $E_1 = E_2 = E/2$ e ciò dato che la corrente e la tensione sono in fase. Supponiamo ora di rendere R_3 uguale al modulo dell'impedenza Z; E_3 ed E_4 saranno allora numericamente uguali, ma in generale avranno differente angolo di fase. Tuttavia il vettore somma di E_3 ed E_4 deve essere uguale alla tensione E della sorgente, come mostrato sul diagramma vettoriale, dove θ è l'angolo di fase fra E_3 ed E_4.

Nel caso particolare di $E_3 = E_4$ ed $E_1 = E_2$ si può vedere da questo diagramma che tg $\theta/2 = e/E_1 = e/E_2$. Ma $E_1 = E_2 = E/2$ quindi è tg $\theta/2 = 2e/E$. Insomma, l'impedenza incognita Z viene misurata aggiustando R_3 finchè la tensione ai capi di R_3 sia la stessa di quella ai capi di Z; in questo caso è $R_3 = |Z|$ (modulo di Z). L'angolo di fase θ determinato con l'uso delle tavole trigonometriche a mezzo della espressione tg $\theta/2 = 2e/E$, dove e è la tensione fra i punti B e D del diagramma ed E la tensione d'uscita dell'amplificatore.

Questo procedimento lascia indeterminato il segno algebrico dell'angolo di fase. Per conoscerlo basta aggiungere

(*) Di F. Butler tradotto da *Wireless World*, ottobre 1961, pag. 535.

una reattanza nota in un braccio del ponte e rilevare il risultante cambiamento dell'angolo di fase.

Una via abbastanza semplice è quella di collegare in serie a Z una piccola induttanza ad elevato Q, poi bilanciare R_3 fino ad avere di nuovo $E_3 = E_4$ ed infine notare il cambiamento nella e. Un aumento, corrispondente ad un ritardo tra la tensione applicata e la corrente in Z, vuol significare che Z è induttivo, e che θ è positivo. Una diminuzione di e sta a significare invece che θ è negativo e Z capacitivo.

Per misure su altoparlanti da 15 Ω, è conveniente usare una piccola bobina avvolta su nucleo di ferrite a più terminali d'uscita, in modo da poter scegliere valori di induttanza compresi fra 0,5 e 100 mH e poter coprire così tutto l'intervallo di frequenza desiderato.

R_3 dovrebbe essere variabile fra 0 e 500 Ω con E tenuta possibilmente costante sui 5 V. Si può porre $R_1 = R_2 = 100$ Ω; il voltmetro di misura deve avere una impedenza d'ingresso molto più grande di quella di qualsiasi braccio del ponte.

La principale obiezione che può essere fatta al circuito di misura di fig. 2 è quella relativa alla necessità di dover inserire e disinserire il Voltmetro per verificare l'eguaglianza delle tensioni ai capi di Z e di R_3 e poi spostarlo per misurare e ed E.

Per accelerare queste operazioni si può impiegare uno strumento rivelatore di zero con diodi raddrizzatori.

Il circuito comprende anche la bobina a più prese, come sopra descritto, per determinare il segno dell'angolo di fase. Come rivelatore di zero, abbastanza sensibile, si può usare un microamperometro a zero centrale, per esempio 100-0-100 µA. Come elemento raddrizzatore si può impiegare qualsiasi tipo di diodo a giunzione o a punta di contatto; è senz'altro meglio adoperare però coppie adattate.

I condensatori da 1 µF di accoppiamento a questi diodi devono essere scelti in modo che la loro capacità sia uguale entro il 5% di tolleranza.

Un recente articolo relativo alle misure d'impedenza suggerisce ulteriori modifiche al circuito base per avere un altro sistema di misura dell'angolo di fase.

Il principio è mostrato in fig. 3. Come R_3 viene impiegata una resistenza variabile in modo da poter avere ai capi di R_3 e di Z tensioni uguali. Ai morsetti della sorgente E è collegata una resistenza variabile R_1 in serie ad una resistenza fissa R_{2e} e ciò per misurare l'angolo di fase. Viene quindi inserito, come mostrato in figura, un voltmetro V; si regola quindi R_1 fin quando al Voltmetro si ha la stessa lettura passando dalla posizione A alla posizione B. Il diagramma vettoriale fa vedere che quando questa condizione è soddisfatta, l'angolo di fase è dato dalla relazione: $\cos\theta = (R_1 - R_2)/2\,R_2$. Per comodità di lettura è conveniente porre $R_2 = 100$ Ω ed aggiungere una resistenza fissa da 100 Ω in serie ad R_1. Ciò fatto risulterà allora: $\cos\theta = R_1/200$, dove R_1 è il valore assunto dalla resistenza variabile.

È conveniente infine, pur complicando leggermente le cose, usare, per rivelare l'uguaglianza delle letture nelle posizioni A e B, un secondo rivelatore di zero, del tipo di quello usato in fig. 2. Il circuito finale diventa quindi quello di fig. 4.

Il procedimento di misura è il seguente:

a) Con il commutatore C_1 in posizione « Escl. » ed R_1 in posizione zero, all'ingresso dell'amplificatore si collega un oscillatore ad audio-frequenza, regolando il guadagno fino ad avere una tensione d'uscita idonea (per esempio si può porre, in prima approssimazione $E = 5\ V_{eff}$).

b) Si regola R_3 fin quando il rivelatore di zero d'uscita indichi zero (nessuna corrente, cioè, attraverso il microamperometro n. 2). Il valore di R_3 così trovato è il modulo dell'impedenza dell'altoparlante a quella data frequenza.

c) Lasciando C_1 sempre nella posizione « Escl. » e l'impedenza di bilanciamento immutata, si regola R_1 fino a che l'indice del microamperometro n. 1 indichi zero. Durante questa misura l'interrut-

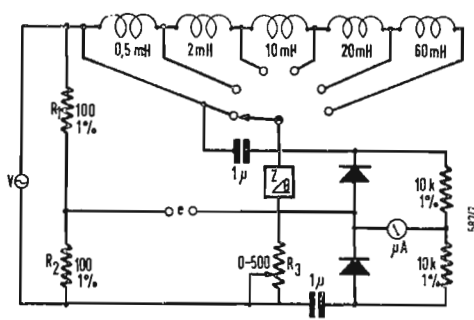



Fig. 2 - Circuito impiegante un rivelatore di zero per eguagliare le tensioni ai capi di R_3 e Z e una bobina a più prese per determinare il segno dell'angolo di fase θ.

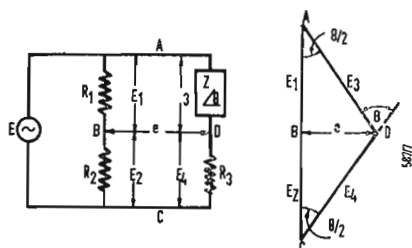



Fig. 1 - Circuito elementare per la misura della impedenza e dell'angolo di fase.

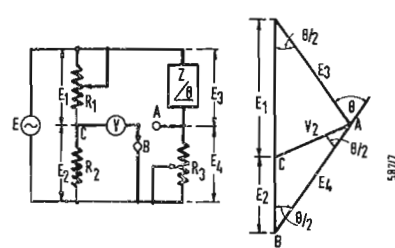



Fig. 3 - Metodo di misura dell'angolo di fase secondo Scholes e Macfarlan.

Fig. 4 - Circuito definitivo per la misura della impedenza e dell'angolo di fase.

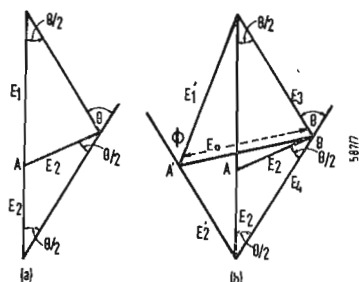
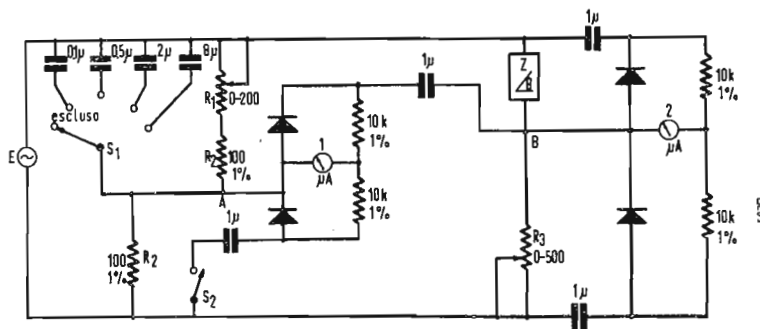



Fig. 5 - Diagrammi vettoriali per determinare il segno dell'angolo di fase nel circuito di fig. 4.

tore C_2 deve essere inserito. Dall'espressione cos $\theta = R_1/200$ si determina l'angolo θ.

d) Per conoscere il segno dell'angolo di fase, si sposta il commutatore C_1, in modo da inserire ai capi delle resistenze R_1 e R_2 una conveniente capacità. In questo modo al partitore di tensione $(R_1 + R_2)/R_2$ vien data una componente reattiva in un ramo, in modo che ci sia tra le tensioni presenti ai capi dei due rami una differenza di fase φ. Il vettore somma di queste due tensioni E'_1 e E'_2 è uguale alla tensione di alimentazione. L'effetto dello shunt capacitivo è di ridurre l'impedenza del ramo superiore del partitore di tensione e di aumentare così la corrente nella resistenza pura R_2, che costituisce il ramo inferiore.

Ai capi di questa resistenza si ha naturalmente una tensione più alta. Il diagramma vettoriale di fig. 5 mostra come questa circostanza possa essere utilizzata per conoscere il segno dell'angolo di fase del carico dell'altoparlante. Il diagramma (*a*) corrisponde al circuito di fig. 3, dopo avere effettuato entrambi i bilanciamenti con un partitore puramente resistivo. Il diagramma (*b*) mostra, ammettendo che l'impedenza *Z* dell'altoparlante sia induttiva, il corrispondente diagramma vettoriale, dopo avere inserito in parallelo ad un ramo del partitore di tensione una capacità ed introdotto così una differenza di fase φ tra le cadute di tensione nei due rami.

Evidentemente fra i punti *A* e *B* c'è ora un aumento nella tensione misurata originariamente. Se *Z* fosse stato capacitivo, i punti *A'* e *B* sarebbero ambedue dalla stessa parte rispetto alla linea verticale e la caduta di tensione sarebbe minore di quella osservata prima di connettere la capacità al partitore di tensione.

Aprendo l'interruttore C_2 si muta il rivelatore di zero dell'angolo di fase in un voltmetro adatto a misurare la differenza di potenziale tra *A* e *B* o tra *A'* e *B*, isolando una metà del circuito.

In conclusione, l'angolo di fase θ è positivo e l'impedenza *Z* dell'altoparlante è induttiva se l'inserzione di una capacità nel ramo del partitore, $R_1 + R_2$, porta ad un aumento della differenza di potenziale tra *A* e *B*. Una diminuzione di questa sta ad indicare che *Z* è capacitiva.

Tutte le misure devono essere effettuate con l'interruttore C_2 aperto con un guadagno dell'amplificatore d'uscita tale da avere sul microamperometro n° 1 una deflessione dell'indice di mezza scala.

Per poter coprire una larga banda di frequenze, è utile avere a disposizione diversi valori di capacità, per esempio, di 0,1 μF per le frequenze più alte fino a 8 μF per le frequenze più basse. Se si desidera, si può usare un commutatore speciale per connettere in parallelo le diverse capacità.

La fig. 6 riporta le curve, ricavate attraverso 40 misure singole, d'impedenza e d'angolo di fase del sistema di altoparlanti mostrato in fig. 7.

Per avere minori irregolarità sarebbe stato necessario un maggior numero di misure ad intervalli di frequenza più stretti. Ma per il progetto di un equalizzatore atto a correggere i più evidenti difetti del sistema, ci sembra abbastanza sufficiente la curva ricavata attraverso 40 punti.

In fig. 7 l'A.P. per i bassi è un 15 pollici (38 cm) Plessey tipo CP73025/12/5 e l'A.P. per gli alti un G.E.C. Presence, tipo BCS1853. L'impedenza nominale di ciascun altoparlante è di 15 Ω.

La funzione della rete passiva CR, 50 Ω in serie a 0,1 μF, è quella di limitare l'incremento d'impedenza della combinazione di altoparlanti alle alte frequenze. Serve anche per mantenere stabile un amplificatore che usi un grande tasso di controreazione negativa. La rete RLC in parallelo all'altoparlante per gli alti è del tipo di quelle raccomandate dai fabbricanti per migliorare la linearità della curva di risposta.

Il mobile dell'altoparlante è un cassonetto senza apertura, rettangolare avente un volume di 6 piedi cubi (163 dm³), di costruzione rigida e robusta di mogano da 3/4 di pollice (19 mm) di spessore. Posteriormente è chiuso da un pannello ed interna-

mente è imbottito di materiale assorbente soffice.

Risulta poco evidente l'effetto di risonanza di bassa frequenza comunemente osservato quando invece un altoparlante è montato su un baffle piano o l'effetto di doppia risonanza caratteristico dei contenitori con apertura. Un esame della curva d'impedenza fa vedere che Z è alta alle basse frequenze. Un amplificatore a tensione costante con una risposta in frequenza piatta darebbe un'uscita alle basse inadeguata, a meno che non ci fosse un incremento, diciamo compensatore, in questa parte dello spettro nell'efficienza elettroacustica del trasduttore.

Si può anche notare un aumento, meno marcato però, dell'impedenza alle alte frequenze; ciò comporterebbe ancora una sensibile caduta nell'uscita verso l'estremità alta del campo, soggetta tuttavia alle caratteristiche concernenti l'efficienza del trasduttore.

La caduta sarebbe stata più sensibile di quanto appare dalle curve se la misura fosse stata eseguita con il solo altoparlante e non in presenza della rete RC. L'A.P. da solo ha un'impedenza molto più forte.

Lo studio delle variazioni d'impedenza può suggerire quale tasso di equalizzazione è necessario introdurre nell'amplificatore per avere un'uscita acustica costante alle varie frequenze; deve ricordarsi però che le variazioni d'efficienza dell'altoparlante nel campo di frequenza considerato influenzeranno il grado di compensazione necessario. Con il circuito di fig. 4 ed un oscillatore audio a larga banda è facile eseguire misure d'impedenza e d'angolo di fase di un altoparlante con accuratezza sufficiente per i più generali scopi pratici.

L'inconveniente maggiore si ha senza dubbio nel sistema per il rilievo del segno dell'angolo di fase θ.

La difficoltà consiste nel trovare un metodo efficace per una lunga banda di frequenze e d'impedenze.

Dietro una serie di misure si possono esaminare gli effetti di diversi contenitori in merito alla risposta alle basse frequenze degli altoparlanti. Per le frequenze relative all'estremità alta della banda si possono progettare delle reti passive per il controllo della impedenza e dell'angolo di fase del carico composito in modo da poter garantire la stabilità degli amplificatori ad elevato tasso di controreazione negativa.

Si può obiettare che durante le misure reali l'altoparlante è connesso all'amplificatore pilota attraverso una resistenza pura che è sempre uguale al modulo dell'impedenza dell'altoparlante. Ciò corrisponde all'impiego di un amplificatore avente un'impedenza d'uscita anormalmente alta. Anche lo smorzamento è alquanto critico; comunque in ogni caso anche per altri metodi di misura dell'impedenza si hanno gli stessi svantaggi.

Usando strumenti più complessi è possibile eseguire misure di $|Z|$ e θ con una molto più bassa resistenza in serie all'altoparlante, in modo che lo smorzamento di quest'ultimo non venga compromesso dall'impedenza d'uscita dell'amplificatore. Rimane il dubbio se un'ulteriore complessità sia giustificata, anche se si può senza altro pensare che, amplificatori controreazionati, tanto il guadagno quanto l'angolo di fase, intesi come grandezze, dipendano dall'impedenza del carico.

Comunque ne rimangono influenzati l'impedenza d'uscita come anche lo smorzamento del movimento dell'altoparlante. Tuttavia, teoricamente, la impedenza dell'altoparlante dovrebbe essere misurata nelle condizioni reali di impiego.

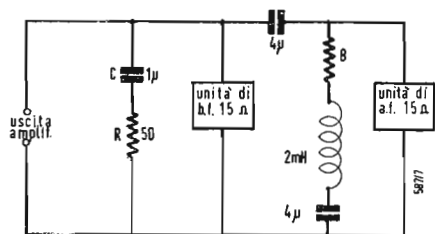



Fig. 7 - Circuito del sistema di altoparlanti, i cui risultati sono visibili in fig. 6.

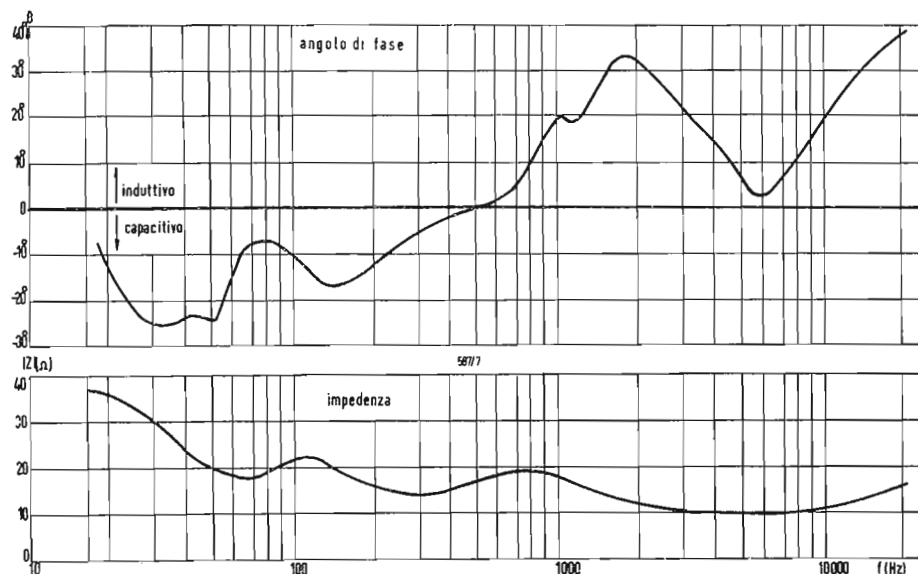



Fig. 6 - Impedenza ed angolo di fase del sistema di altoparlanti di fig. 7.

Bibliografia

« Impedenza ed angolo di fase di altoparlanti » R. E. Cooke *Technique*, aprile 1959 pag. 11 (pubblicato da Muirhead).

« Misura dell'impedenza ad audio frequenza » N. P. Scholes e J. E. Macparlan, *Electronic Technology*, Marzo 1961, pag. 106.

dott. ing. Antonio Turrini

I circuiti stampati e l'alta fedeltà*

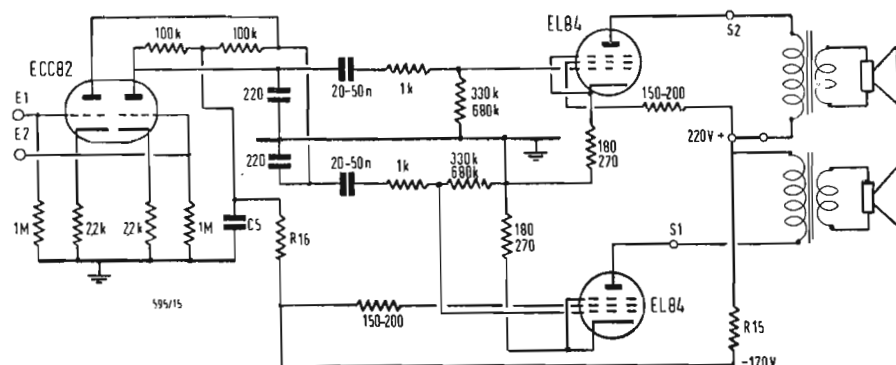



Fig. 1 - Schema elettrico di un semplice amplificatore con uscita di due EL84.

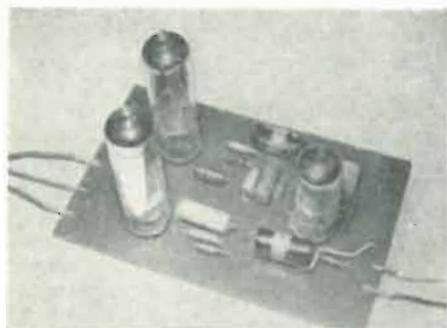



Fig. 2 - Amplificatore ultimato, con push-pull di due EL84.

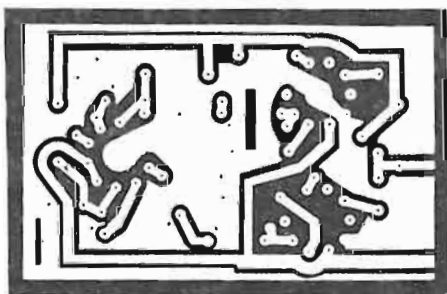



Fig. 3 - Circuito stampato relativo allo schema di fig. 1.

PREMETTIAMO che l'espressione « circuito stampato » è impropria e che sarebbe preferibile sostituirla con la espressione « cablaggio (o meglio filatura) a piatto ».

Il nostro studio su tali circuiti, condotto da molti anni, avendoci permesso di conoscerne tutti i pregi, siamo venuti dell'avviso, un bel giorno, di trarre profitto da questi vantaggi per equipaggiare il nostro laboratorio del necessario e delle comodità che le nostre condizioni non avevano permesso di fabbricarci col mezzo classico del cablaggio manuale. Le previsioni furono superate quando il nostro tentativo di minimizzare lo sforzo (è il progresso !) ci fece notare che i montaggi presentavano sempre una similitudine di forma. Di lì a pensare che il circuito stampato poteva essere standardizzato, non c'era che un passo !

Ciò che noi abbiamo quasi effettuato costituendo qualche tracciato suscettibile di convenire ad una moltitudine di montaggi. Fu così che con un cliché abbiamo realizzato: un oscillografo, un amplificatore di video frequenza, un magnetofono.... il nostro primo elettrofono che fece la nostra delizia ! (e talvolta il furore dei nostri vicini).

1. - IL PRIMO STADIO

Il punto di partenza non fu un montaggio di composizione personale, perchè la nostra esperienza in materia di amplificatori musicali era embrionale. Tuttavia, desiderando iniziare con un elemento semplice, al fine di vedere ciò che accadrebbe, abbiamo al principio realizzato lo schema di fig. 1, che permette, con tre tubi, di ottenere un risultato soddisfacente sui due canali (fig. 2).

Il cablaggio ha preso la forma di fig. 3 su una basetta di 134 × 82 mm. e gli elementi dello schema che compaiono sul dorso della piastra sono disposti come indica la fig. 4. Il funzionamento del complesso si è rivelato soddisfacente e la riproduzione con un altoparlante da 17 cm, in ciascuna via, era perfettamente confortevole. Prima di procedere più lontano, preciseremo per gli increduli e gli scettici che:

1°) la tenuta, nel tempo, del rame sul supporto non è influenzata dalla conduzione del calore da parte degli zoccoli dei tubi. Dopo più di sei anni i nostri amplificatori sono intatti sotto questo riguardo.

2°) anche con una stratificazione di base di qualità mediocre, le costanti di funzionamento differiscono pochissimo da quelle di un cablaggio manuale di eccellente fattura.

3°) la rapidità di esecuzione è senza confronto superiore anche a quella che un montatore provetto può permettersi nel sistema classico.

2. - IL SECONDO STADIO

Incoraggiati da questo primo successo ed avendo fatto omaggio del nostro « prototipo » all'ottimo amico che ci fabbricò i cliché (con mano magistrale) decidemmo di mettere in esecuzione il nostro progetto. Questo progetto sfociò nelle due piastre, delle quali diamo le riproduzioni fotografiche: in fig. 6, per il preamplificatore, in fig. 6 bis per le regolazioni e in fig. 7 per l'amplificatore. Questi due elementi si possono combi-

(*) Di P. LEMEUNIER; tradotto da *Revue du Son*, novembre 1962, pag. 422.

Fig. 4 - Disposizione dei componenti elettrici dello schema elettrico di fig. 1, sulla piastra di fig. 3.

Fig. 5 - Piastra a circuito stampato vista di sotto secondo la fig. 3. A destra la fig. 6.

Fig. 6bis - Circuito stampato della sezione regolazioni.

Fig. 7 - Circuito stampato della sezione alimentazione.

Fig. 8 - Schema elettrico di un preamplificatore utilizzante un tubo EF86 e il circuito stampato di fig. 6.

nare per dar luogo ad almeno 7 montaggi, tutti differenti e che noi abbiamo realizzato.
In fig. 8 abbiamo disegnato lo schema di principio del preamplificatore utilizzante un tubo EF 86 e le figure da 10 a 13 indicano 4 schemi ottenibili con la basetta di fig. 7.
Infine la fig. 14 mostra il cablaggio con tutti gli elementi di questi 4 montaggi e basta eliminare quelli che non sono menzionati nello schema corrispondente effettuando i tagli indicati nella leggenda.
La piastrina stampata comporta infatti una rete tale che tutti i collegamenti corrispondenti al massimo montaggio sono stati previsti in modo, che in certi casi, l'impiego attuale comporta dei corto circuiti. Per effettuare i tagli necessari noi abbiamo dovuto fare qualche tentativo, perchè si poteva tagliare tutto a priori al momento della stampatura e raccordare in seguito le due sezioni della connessione da ristabilire, mediante una perla di saldatura dopo stagnatura. Ciò era però assai poco pratico e molto lungo, poiché era indispensabile separare le parti con una piccolissima distanza (0,1 mm al massimo), per poter saldare si arrischiava di provocare una connessione indesiderata in seguito ad una falsa manovra o di un deposito metallico accidentale.
Noi abbiamo ugualmente depositato

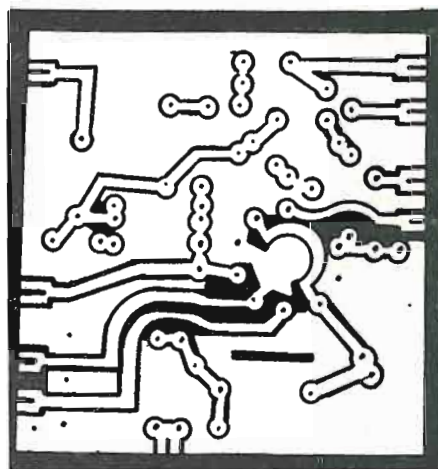



Fig. 9 - Piastra di cablaggio del preamplificatore

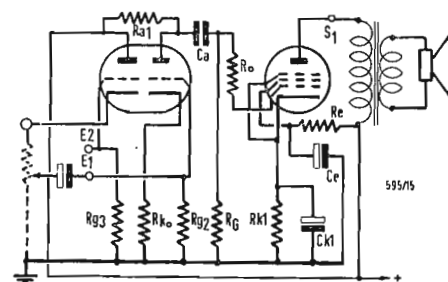



Fig. 11 - Altro esempio di schema realizzabile sulla piastra di fig. 7

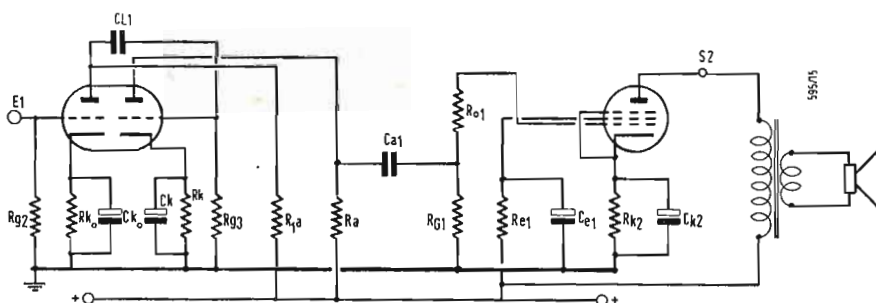



Fig. 10 - Esempio di schema realizzabile sulla piastra di fig. 7.

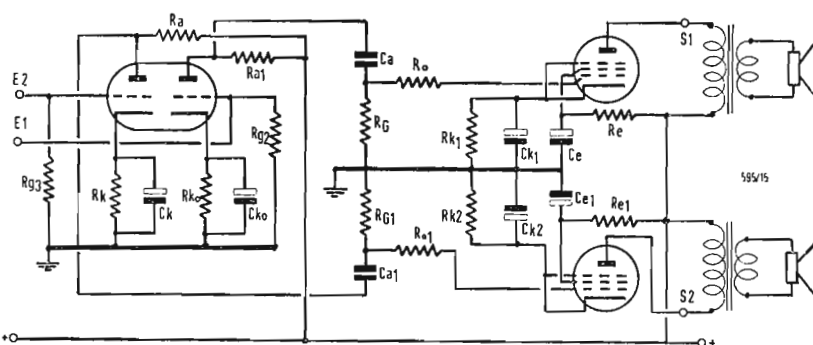



Fig. 12 - Terzo schema realizzabile sulla piastra di fig. 7.

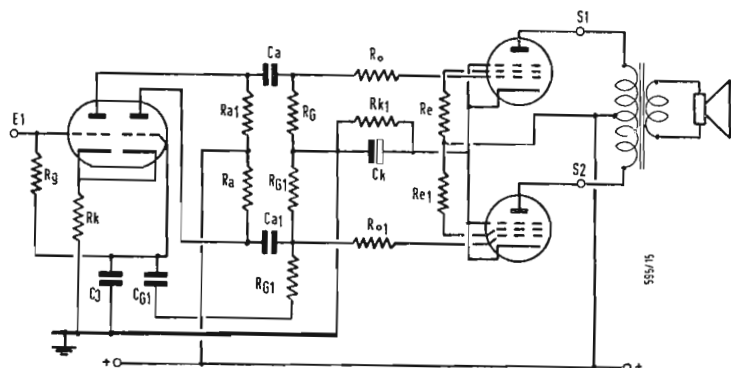



Fig. 13 - Quarto esempio di schema realizzabile sulla piastra di fig. 7.

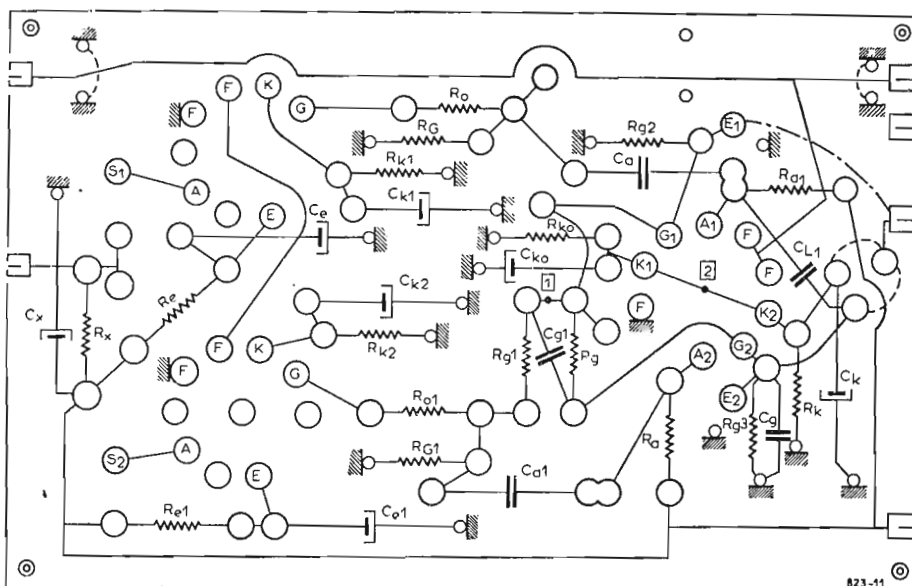



Fig. 14 - Cablaggio con tutti gli elementi delle figg. 10, 11, 12 e 13. Per le figure 10 e 12, tagliare in 2; per la fig. 13 tagliare in 1.

questo procedimento a tutti i fini utili, ma incontestabilmente allo stato attuale delle cose, il metodo inverso consistente nel prevedere *tutti i collegamenti possibili* da tagliarsi a richiesta, rimane ancora il migliore.

Si può tagliare un collegamento con un mezzo qualunque, ammesso che con esso si ritiri il metallo, senza sconnessioni adiacenti, su una distanza compatibile col rischio di smorzamento o di corto circuito eventuale. In certi casi un colpo di temperino è sufficiente, in altri si fa ricorso alla lima o alla mola, il metodo più pratico consiste nel praticare al centro della striscia metallica un foro con punzone, il cui diametro sia almeno uguale alla larghezza del metallo da asportare. Non è necessario che la scalfittura sbocchi dall'altra parte della piastra e si può arrestare l'operazione al momento in cui lo strato di rame è trapassato.

3. - IN CONCLUSIONE

Sarebbe inutile e fastidioso appesantire questo articolo con la presentazione di curve di risposta, che uscirebbero dal quadro della nostra dimostrazione. L'ultima parola resterà al circuito stampato e diremo solo che i telaietti che sono stati presentati sono facilmente stampabili con tutti i mezzi disponibili: schermo di seta, foto incisione, le riserve disegnate o stampate, ecc.

Infine se un lettore vuole realmente procurarsi una piastrina, o un gruppo di piastrine, faremo tutti i nostri sforzi per rendergli servizio nel caso in cui gli fosse impossibile realizzarli con mezzi propri. *A*

0436 – *Sig. G. Barbieri – Genova*

D. Posseggo un robusto mobile bar che vorrei trasformare in un bass-reflex atto a contenere il diffusore ellittico tipo PH2132/25/11 della ISOPHON le cui caratteristiche sono:
potenza nominale 10 W;
banda passante 50 - 16000 Hz;
risonanza 60 Hz;
apertura dell'ovale sul baffle 302 × 192 mm.
Posseggo inoltre delle cartucce piezoelettriche PHILIPS tipo AG3016 e AG3304.
Desidererei sapere:
1) La disposizione dell'altoparlante e della apertura del *bass-reflex* nel mobile.
2) Il vostro parere sull'altoparlante che intendo impiegare.
3) La risposta in frequenza delle due cartucce PHILIPS, e quale delle due è migliore. (N.B. La cartuccia AG3304 intendo usarla in audizione monoaurale)
4) L'impedenza ottima di carico della AG 3304.

R. 1) Premettiamo che il mobile bar di cui Ella dispone è poco adatto per farne una *bass-reflex* per l'altoparlante ISOPHON PH 2132/25/11; infatti per tale altoparlante occorre un cassone avente le seguenti dimensioni interne: altezza 68 cm; larghezza frontale 48 cm; profondità 34 cm. Inoltre il lato lungo (58 cm nel suo caso) dovrebbe risultare verticale. Se Ella non può modificare il suo mobile bar, l'unica cosa da fare è di disporre l'altoparlante e l'apertura come indicato nello schizzo allegato, ma questa non è una soluzione molto buona perchè l'asse maggiore dell'altoparlante ellittico dovrebbe essere orizzontale per poter sfruttare la larghezza del diagramma polare della distribuzione dell'energia sonora dell'altoparlante ellittico. La difficoltà sarebbe superata se Le fosse possibile disporre verticalmente il mobile, cioè con la faccia 37 × 37 cm appoggiata sul pavimento o su altro piano; ci sembra però dal suo schizzo che ciò non sia possibile, Osserviamo inoltre che le esigenze per un mobile acustico sono molto superiori a quello di un mobile bar, soprattutto riguardo all'ermeticità delle connessioni.

Le pareti interne del *bass-reflex* vanno rivestite di materiale assorbente acustico, esclusa però la parete frontale recante l'altoparlante e l'apertura.
2) L'altoparlante in oggetto è buonissimo per le note centrali e basse (non bassissime), ma sarebbe bene aumentare la resa degli acuti con l'aggiunta di un piccolo tweeter, che potrebbe essere alloggiato nella parte più ristretta del mobile insieme col filtro di incrocio. Presso la RIEM (Milano, Via S. Calogero 3) si possono trovare ottimi tweeter a base rettangolare a prezzi assai convenienti.
3) Ecco le caratteristiche delle capsule PHILIPS:
AG3016:
piezoelettrica, monofonica
uscita 100 mV, a 1 cm/sec. a 400 Hz.
risposta in frequenza da 30 Hz (— 5 dB) a 15 kHz (+ 12 dB) con resistenza di carico R_c = 56 kΩ; aumentando R_c a 0,5 MΩ si hanno + 5 dB a 15 kHz; le attenzioni sono riferite al disco di prova LX T 5346;
resistenza di carico raccomandata R_c = 0,22 MΩ;
cedevolezza $2,3 \cdot 10^{-6}$ cm/dine
pressione sul disco 5 ÷ 7 grammi.
AG3304:
piezoelettrica stereofonica;
uscita 120 mV a 1 cm/sec.;
risposta in frequenza 40 Hz ÷ 15 kHz con attenuazioni analoghe a quelle della cartuccia AG3016;
Resistenza di carico R_c = 0,2 MΩ per canale.
cedevolezza laterale $\leq 3,10^{-6}$ cm/dine;
cedevolezza verticale $< 3,10^{-6}$ cm/dine;
capacità 15 kpF;
diafonia a 1 kHz: migliore di 20 dB.
Se si prevede solo l'uso monofonico conviene l'AG3016; tuttavia per l'avvenire, è consigliabile provvedersi di una testina stereo. Le due cartucce praticamente si equivalgono.
(*a.f.*)

0437 – *Sig. G. Iacovitti – Roma - EUR*

D. Avendo i due altoparlanti da 12" 25 watt (sullo schema contrassegnati dalle lettere *A* e *B*) aventi una risposta da 30 Hz a 15000 Hz, l'aggiunta che vorrei fare sarebbe

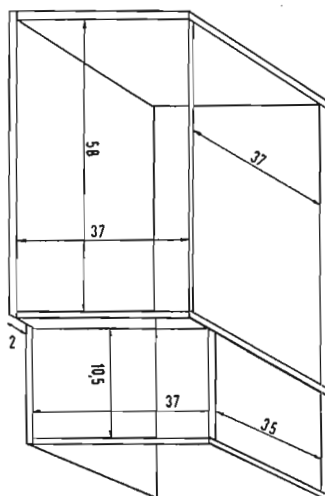



Fig. 1/0436

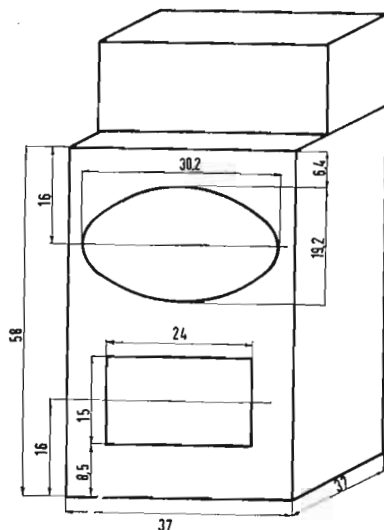



Fig. 2/0436

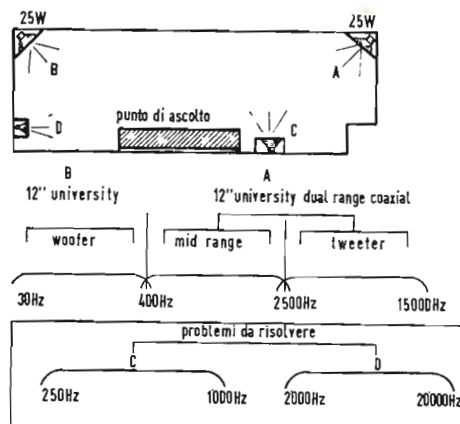



Fig. 1/0437

di altri due altoparlanti (vedi schema *C* e *D*) con i vari tagli.
Ne varrebbe la pena? Sarebbe necessaria l'aggiunta di amplificatori? E come collegarli? Quanti filtri necessitano? Quali altoparlanti dovrei usare? Quale risultato potrei ottenere? Come viene classificato l'amplificatore che possiedo?

R. L'aggiunta dei due altoparlanti migliora la sonorizzazione dell'ambiente, perciò vale senz'altro la pena di operarla.
1) La soluzione integrale è di aggiungere un altro amplificatore (e relativo preamplificatore) la cui entrata va connessa in parallelo all'entrata dell'attuale amplificatore General Eletric Mod. XA1-320. In tal caso occorre aggiungere un solo filtro d'incrocio alla frequenza di 4 K Hz fra i due nuovi altoparlanti.
Gli altoparlanti potrebbero essere i seguenti; Philips 9760 (20 W; impedenza 7 Ω) per i bassi e le note centrali; Riem supertweeter « Mignon » WT6 (6 W; 8 o 16 Ω; fino a 20 kHz) Le combinazioni possibili di altoparlanti sono svariatissime; quella da noi indicata è di esito sicuro, economica e facile da ottenere.
2) Se non si vuole adottare un 2° amplificatore, si può disporre in parallelo alla sezione « Mid range » dell'attuale altoparlante *A*, il nuovo altoparlante per le note centrali; disporre in parallelo alla sezione tweeter dell'attuale altoparlante *A* il nuovo tweeter; occorre poi sostituire i filtri per adattarli alle nuove impedenze, conservando la frequenza di incrocio di 400 Hz e spostando la 2° a 3.500 Hz, dato che il Riem WT 6 principia a 3.000 Hz. Per procedere al calcolo dei filtri occorre prima che Ella ci comunichi la sua decisione fra le soluzioni 1° e 2° da noi prospettate, nonchè le impedenze di tutti i 4 altoparlanti. L'amplificatore G.E. XA1-320 per la sua bassa distorsione e per la gamma sufficientemente estesa, rientra nella classe « alta fedeltà » anche se non è di classe eccelsa. *a. f.*

0438 – *A. Mena – Brescia*

D. Posseggo un complesso Hi-Fi stereo composto da: preamplificatore stereo Geloso G235; amplificatore stereo Geloso G236-HF 10 + 10 W; giradischi semiprofessionale Lenco B50/16 con testina piezoelettrica Ronette 106; 2 altoparlanti da 30 cm Geloso SP301/ST; 2 altoparlanti da 10 cm Geloso SP 92/ST; 2 casse chiuse a scomparti radiali; autocostruite, tratte da *alta fedeltà* maggio 1960, n. 5, pag. 142-145.
1) Vorrei sostituire la testina Ronette con cartuccia magnetica e vorrei sapere dove la potrei reperire.
2) È possibile ottenere buoni risultati sostituendo il braccio completo con quello professionale TA12 delle Bang Olufsen Danimarca?
3) I risultati migliori li potrei ottenere da: casse chiuse (sopra menzionate) con gli altoparlanti Jensen raccomandati per questo tipo, oppure dagli altoparlanti Geloso montati in *bass-reflex*?
Nel caso la scelta fosse per i Jensen gradirei sapere i dati per un filtro di frequenza migliore da quello descritto nell'articolo del N° di Hi-Fi (dati costruttivi per bobine e che tipi di condensatori e dove potrei reperirli nel caso fossero di capacità molto grossa).

R. 1) Le testine magnetiche stereo più diffuse sono le GE:
GC-5 con puntine di diamante da 1/2 millesimo di pollice, risposta fino a 22.000 Hz; L. 27.000.
GC-7 con puntina di diamante da 0,7 millesimi di pollice, risposta fino a 17.000 Hz; Lire 24.000.
CL-7 con puntina di zaffiro da 0,7 millesimi di pollice, risposta fino a 17.000 Hz; Lire 17.000.
I 3 tipi hanno tutti l'induttanza di 50 mH e le resistenze di 1800 Ω per canale. Sono acquistabili presso la Siprel (Milano - Via F.lli Gabba n° 1A) oppure presso la Larir (Milano - P.zza 5 Giornate n° 1).
Esse sono previste per l'accoppiamento a qualunque braccio, quindi dovrebbero adattarsi anche al braccio Lenco; è però necessario verificare praticamente se detto adattamento è possibile.
2) La cosa è possibile, ma richiede modifiche di carattere meccanico al giradischi, di non semplice esecuzione. I risultati conseguibili, certamente buoni, non sarebbero tali da giustificare la spesa.
3) Consigliamo l'uso di altoparlanti Jensen. Ad es.: il complesso KT22 composto da un woofer ⌀ 30 cm. tipo P12 - NL (25 watt; fino a 2.000 Hz), da un tweester a cellule tipo RP-102 (35 W, da 2.000 Hz a tutta la gamma acustica), da un filtro crossover A204 per incrocio a 2.000 Hz; da un regolatore ST901 - Prezzo dei quattro componenti, in totale, L. 70.000 circa. Il complesso è acquistabile presso la Larir sopra ricordata. Se Ella vuole costruirsi il filtro crossover; Le forniamo qui lo schema elettrico coi valori di *L* e *C* e i dati costruttivi delle bobine, ma il risparmio conseguibile di poche migliaia di lire, non compensa il lavoro e l'incognita dell'esito.
Dati costruttivi dell'induttanza $L = 1{,}81$ mH.; 212 spire filo rame smaltato ⌀ 11/10 mm.; 16 strati di 13 spire + 1 strato di 8 spire.
Intercalare un foglietto di carta ogni 4 strati di spire.
Fasciare con lateroide.
Mandrino ⌀ esterno 5 cm.
Applicare N° 2 flange circolari ⌀ esterno 9,5 cm.
I condensatori a carta sono acquistabili presso la Microfarad (Milano, Via Dergano 18/20). *(a.f.)*

Fig. 1/0438

0439 – *Ing. C. Mari – Brescia*

D. Ho due cose da chiederVi:
1) Uno schema di collegamento con i valori per il « crossover » (che vorrei costruirmi) per un taglio di frequenza a 2000 Hz (impiegando il tweeter della Jensen P35/VAH 2000 ÷ ÷ 14.000, 16 Ω, 15 W) con eventuale controllo per le note alte (ST-946, 16 Ω, 30 W).
2) Uno schema c.s. ma impiegando il teweeter « Mignon » a compressione WT4 della Riem (3.000 ÷ 18.000 Hz, 8 Ω, 4 W) con taglio a 3.000 Hz.
Quale dei due mi consigliate?
Vi ricordo che ho in funzione il complesso Geloso G235-G236 (10 + 10 W) con un altoparlante per ogni cassa, Goodmans 40 ÷ ÷ 15.000, 15 Ω, 10 W.

R. Ecco gli schemi quotati dei due filtri richiestici.
Per il secondo, cioè quello relativo al tweeter: Riem WT4, si potrebbe fare uso della presa 8 Ω del secondario del T.U. Geloso, ma dato che il Riem sopporta solo 4 W, mentre l'amplificatore fornisce 10 W, conviene usare ancora la presa 16 Ω del T.U., disponendo in serie (come si vede sullo schema allegato) un potenziometro da 10 Ω, 10 W, regolato a 8 Ω, per portare l'impedenza del tweeter a 16 Ω e nel contempo diminuire la potenza ad esso applicata. Tale potenziometro potrebbe essere sostituito da una resistenza fissa 8 Ω,

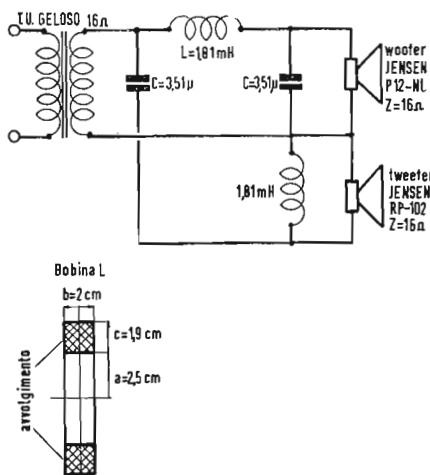
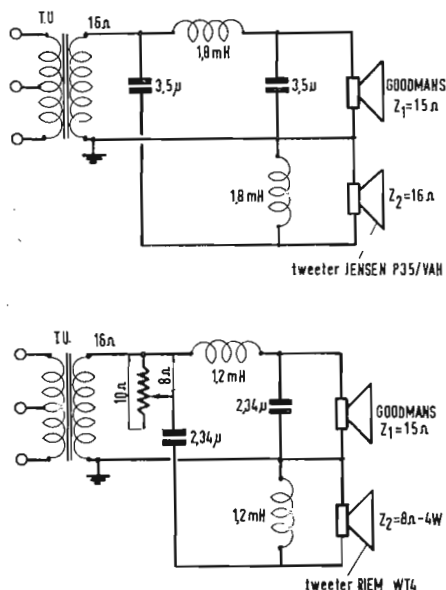
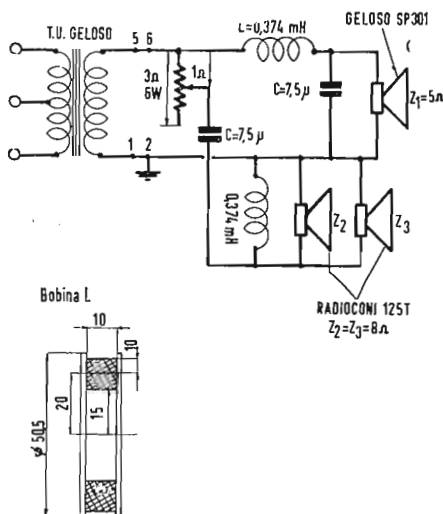
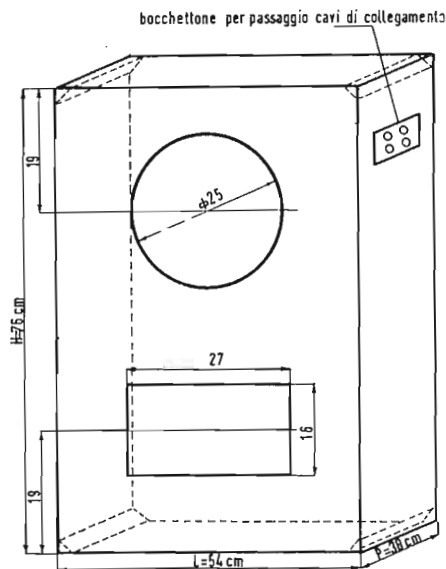



Fig. 1/0439

Fig. 1/0440

Fig. 1/0441

10 W, ma riteniamo che sia utile avere la possibilità di regolare l'intensità degli acuti, senza scostarsi molto dagli 8Ω.

Filtro N° 1: Frequenza di taglio $f_t = 2.000$ Hz pendenza 12 dB/ottava; $L = 1,8$ mH; $C = 3,5$ μF.

Presa del secondario da utilizzare 16 Ω.

Filtro N° 2: Frequenza di taglio $f_t = 3.000$ Hz pendenza 12 dB/ottava; presa del secondario da utilizzare 16 Ω.

$L_1 = 1,2$ mH; $C_1 = 2,34$ μF; $R = 10\,\Omega$; 10 W *(a.f.)*

0440 – *Sig. R. Marchi – Alessandria*

D. Sono in possesso di un amplificatore GELOSO G203-HF e ad esso voglio collegare tre altoparlanti: un SP301 della GELOSO (potenza 8 W impedenza bobina mobile 5 Ω) e due 125 TW della RADIOCONI (impedenza bobina mobile 8 Ω, campo di frequenza 3000-19.500 Hz).

L'amplificatore G203-HF ha un trasformatore d'uscita con impedenze combinabili secondo la tabella che qui riporto:

Imped. Ω	Linea di morsetti	Unire fra loro i morsetti	
3 - 4	1 - 3	*1 - 2	3 - 4
4,5 - 5,5	1 - 5	*1 - 2	5 - 6
6 - 8	4 - 5	*1 - 6	
12 - 16	2 - 3	*1 - 4	
15 - 19	2 - 5	*1 - 4	
18 - 24	2 - 5	*1 - 6	

* Da collegare anche a massa

Desidererei lo schema elettrico e le note costruttive di un filtro « Crossover », adatto a detti altoparlanti. Nel caso che si dovesse collegare la linea a due valori di impedenza quali sarebbero i morsetti che si dovrebbero unire tra di loro?

Quali sono i giradischi con cambiadischi automatici di buona fedeltà facilmente reperibili? possono montare fonorivelatori ceramici o magnetici? Datemi gli indirizzi delle ditte che ne trattano la vendita. Desidererei anche conoscere le caratteristiche della cartuccia magnetica a riluttanza variabile mod. M della LESA.

R. Ecco lo schema allegato del filtro crossover che Le interessa.

Frequenza di taglio $f = 3.000$ Hz pendenza 12 dB/ottava

Linea ai morsetti 1 e 5.

Collegare fra loro i morsetti 1 e 2 (da saldare a massa) e 5 e 6.

$L = 0,374$ mH.

$C = 7,5\,\mu$F a carta - $R =$ potenziometro 3 Ω, 6 W da regolare in modo che risulti 1 Ω in serie a *C*.

Per la realizzazione delle bobine valgono i seguenti dati:

Mandrino circolare ∅ 3 cm con flange ∅ esterno a 5,5 cm; avvolgere: 9 strati di 10 spire filo rame smalto ∅ 10/10 mm; avvolgere 1 strato di 6 spire filo rame smalto ∅ 10/10 mm; avvolgere cioè in totale 96 spire filo rame smalto ∅ 10/10 mm.

Ricoprire l'avvolgimento con lateroide di spessore 0,2 ÷ 04 mm.

La SIPREL (Milano - Corso Italia 6 - G. Marelli) dispone di un vasto assortimento di giradischi, e cambiadischi automatici GARRARD testine ELAC, PICKERING, G.E. che può soddisfare chiunque e a prezzi accessibili. Pure la PHILIPS (Milano - Via Colletta 37/39 - Melchioni) dispone di giradischi veramente consigliabili. Queste due ditte e altre ancora potranno fornirle tutti gli elementi da Lei desiderati.

Circa le testine monofoniche tipo GM e PM, la LESA ci ha inviato le seguenti caratteristiche:

Testine LESA CM e TM formate dalla cartuccia + involucro (due tipi):
uscita 22 mV a 10 cm/sec - 1000 Hz;
gamma di frequenze 20 ÷ 20.000 Hz;
impedenza di carico 47 kΩ;
induttanza 520 mH;
resistenza 600 Ω.
cedevolezza $1,7 \cdot 10^{-6}$ cm/dine;
puntina di zaffiro.

Prezzo delle testine (cartuccia + involucro) 18.000 lire. *(a.f.)*

0441 – *Dott. G. Bontempelli – Gualtieri (Reggio Emilia)*

D. Vorrei che mi indicaste tutte le misure per realizzare una custodia a cassa armonica o *bass-reflex* per l'altoparlante marca GOODMANS mod. Triaxiom 212.

Mi interesserebbe una custodia di misure limitate, ma che possa sfruttare in pieno tutte le caratteristiche di detto altoparlante.

R. Ecco uno schizzo quotato per una cassa *bass-reflex* adatta all'altoparlante GOODMANS Triaxiom 212 (diametro del cono 245 mm.)

Misure interne in cm.

Legno duro spessore minimo 15 mm.

Rivestire tutte le pareti interne, esclusa quella frontale recante l'altoparlante, con materiale assorbente acustico (lana di vetro o lana di roccia) dello spessore di 3 cm.

Evitare qualsiasi fessura o sconnessione fra le pareti che devono essere incollate e avvitate. La parete posteriore sarà solo avvitata per permettere il montaggio dell'altoparlante. I cavi di collegamento devono entrare nel mobile per mezzo di un bocchettone.

Usare rinforzi triangolari lungo le giunzioni delle pareti. *(a.f.)*

0442 – *Sig. Luciano Francia – Roma (Acilia).*

D. Avrei bisogno di uno spazzolino pulisci disco come il Dust-Bug da Voi illustrato e descritto nel fascicolo del maggio 1960. Chi ne ha la concessione in Italia o chi dispone di simili?

R. Le comunichiamo che non ci risulta che in Italia vi sia un concessionario del Dust-Bug; e perciò necessario rivolgersi in Francia al seguente indirizzo:

Soc. « HI-FA » 13 rue Frissart - Paris 3e

Il prezzo indicativo è di 21 NF pari a L. 2.690. *(a.f.)*

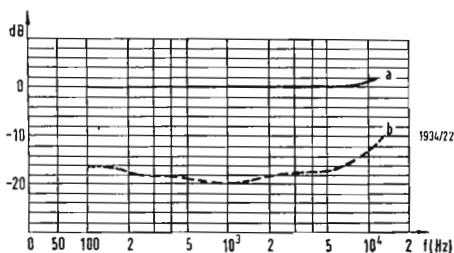



Fig. 1/0443

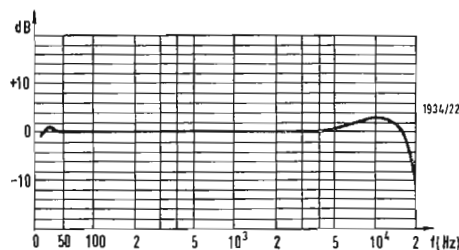



Fig. 2/0443

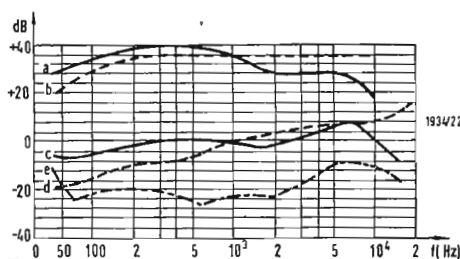



Fig. 3/0443

0443 – *Sig. N. Stucchi – Roma.*

D. Chiede informazioni relative le testine *Philips* AG3305 (piezoelettrica) e AG3402 (magnetica).

R. La curva relativa la caratteristica di frequenza (*a*) e la separazione di canale (*b*), misurate con registratore stereofonico DGG/-STM99101 e riguardanti la testina *Philips*-AG 3402, del tipo magneto-dinamico, sono riportate in figura 1. La resistenza di carico è di 68.000 Ω.

In figura 2 è riportata la stessa curva ma relativa il monocanale e che è stata ricavata con registratore del tipo Cook LP10 sempre con un carico di 68.000. La tensione di uscita è ≧ 2 mV/cm. La separazione di canale a 1000 Hz è >· 20 dB.

Nella figura 3 sono invece visibili le varie curve che interessano la testina piezoelettrica *Philips* AG3305. La curva « a » si riferisce alla caratteristica di frequenza monocanale ottenuta con registratore DG/68439. La curva « b » è relativa la caratteristica di velocità. Le curve « c » e « e » si riferiscono alla caratteristica di frequenza stereo controllate con registratore stereo DGG/STM 99101A. Infine la curva *d* riguarda la caratteristica di velocità con separazione di canale « c-e ». La tensione di uscita è di 120 mV/cm/sec. La capacità di 1500 pF. La separazione di canale a 1000 Hz è 20 dB.

(*P. Soati*)

0444 – *Richiedenti diversi.*

D. Si richiede lo schema relativo l'apparecchio giapponese a transistori TR-810.

R. Il ricevitore alimentato a batteria da 9 volt SONY TR-810 è adatto alla ricezione delle onde medie. In esso si fa uso di quattro transistori del tipo 2T7 per i circuiti ad alta e media frequenza, e di quattro transistori 2T6 per i circuiti di bassa frequenza.

Il valore dei vari componenti relativi lo schema riprodotto in figura 1 è il seguente: R_1 = 10.000 Ω; R_2 = 56 Ω; R_3 = 2,2 Ω; R_4 non esiste; R_5 = 15.000 Ω; R_6 = 100.000 Ω regolabile; R_7 = 470 Ω; R_8 = 820 Ω; R_9 = = 22.000 Ω; R_{10} = 7.500 Ω; R_{11} = 470 Ω; R_{12} = 5.000 Ω potenziometro con interruttore; R_{13} = 2.200 Ω; R_{14} = 10.000 Ω; R_{15} = 56.000 Ω; R_{16} = 820 Ω; R_{17} = 820 Ω; R_{18} = 10.000Ω; R_{19} = 56.000 Ω; R_{20} = 5 Ω; R_{21} = 680 Ω; R_{22} = 220 Ω; R_{23} = 220 Ω; R_{24} = 5.600 Ω; R_{25} = 22 Ω; R_{26} = 22 Ω; R_{27} = 100.000 Ω; R_{28} = 10.000 Ω; R_{29} = 10.000 Ω; R_{30} = 100.000 Ω; C_{1-1}, C_{1-2}, C_{2-1}, C_{2-2} = condensatore variabile di sintonia; C_3 = 0,005 μF; C_4 = 0,01 μF; C_5 = 0,005 μF; C_6 = 0,01 μF; C_7 = 180 pF, nell'interno del transformatore di MF; C_{8-1}, C_{8-2}, C_{8-3} = 20 μF 10 volt, elettrolitici; C_9 = 2 pF; C_{10} = 10 μF 3 V; C_{11} = 180 pF, nell'interno del trasformatore di MF; C_{12} = 0,01 μF; C_{13} = 2 pF; C_{14} = 0,02 μF; C_{15} = 180 pF; C_{16} = 0,02 μF; C_{17} = 0,01 μF; C_{18} = 5 μF 6 V; C_{19} = 5μF; C_{20} = 30 μF 3 V; C_{21} = 0,001 μF; C_{22} = 0,05 μF; C_{23} = 20 μF 10 V; C_{24} = 0,01 μF.

L_1 = bobina di antenna; L_2 = bobina dell'oscillatore; IFT1, IFT2, IFT3 = trasformatori di media frequenza; T_1 = Trasformatore intertransistoriale; T_2 = trasformatore di uscita; SP = Altoparlante 6 centimetri, 8; J_1 = J_2 jack per la cuffia; (anche il condensatore C_{17} è posto internamente al trasformatore di media frequenza).

(*P. Soati*)

0445 – *Sig. Drosi M. - Milano*

D. Eliminazione dei disturbi in un ricevitore alimentato in corrente continua.

R. In figura 1 riportiamo i dati relativi le antenne riceventi per TV e FM per uso interno, la qualcosa ci era già stata richiesta da altri lettori.

In relazione a quanto ci comunica ci sembra che le prove siano state eseguite in modo razionale, tanto è vero che l'intensità del segnale è aumentata.

Il fatto che il rapporto *segnale/disturbo* sia rimasto presso a poco inalterato, malgrado l'uso di un cavo coassiale che unisce l'antenna interna, collocata sul soffitto, con il ricevitore, dimostra che i disturbi, nel luogo di ricezione, hanno una intensità di campo molto elevata. In tali condizioni la loro eliminazione è possibile soltanto usando un'antenna esterna. Ciò è l'unico metodo, che consenta di

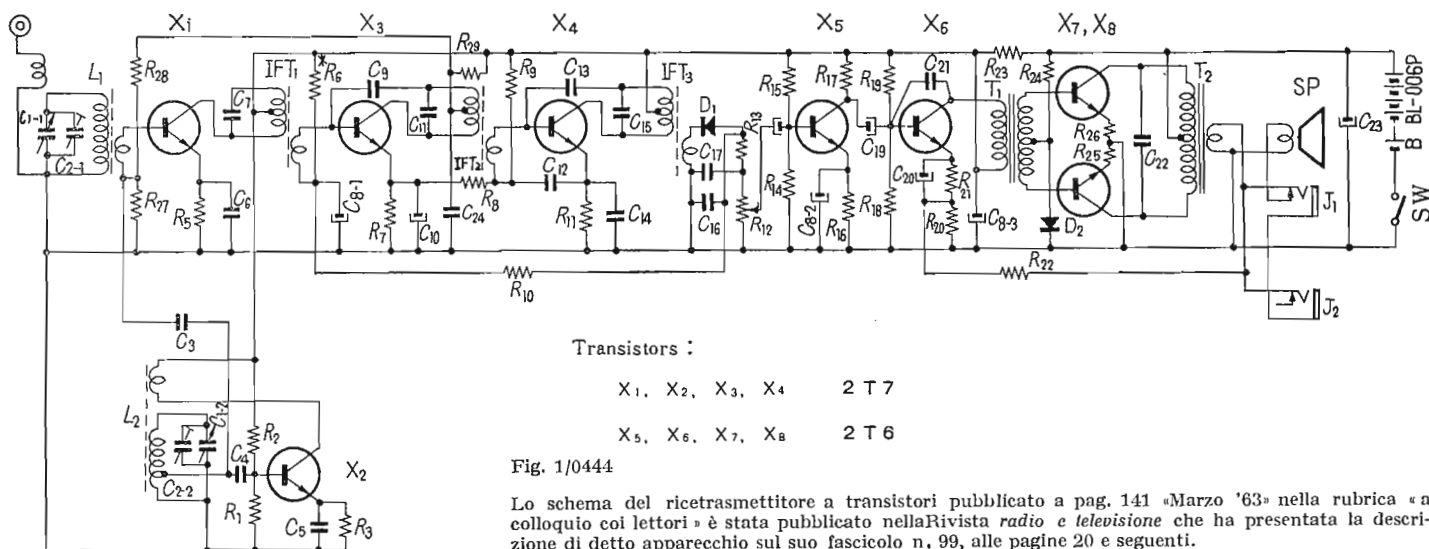



Fig. 1/0444

Lo schema del ricetrasmettitore a transistori pubblicato a pag. 141 «Marzo '63» nella rubrica « a colloquio coi lettori » è stata pubblicato nella Rivista *radio e televisione* che ha presentata la descrizione di detto apparecchio sul suo fascicolo n. 99, alle pagine 20 e seguenti.

ANTENNE RICEVENTI PER TV
TIPI PER INTERNI

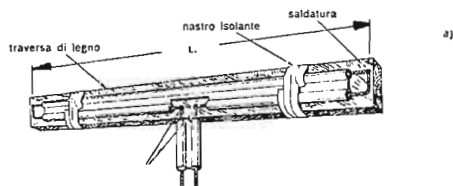



Fig. 1a/0445
Le braccia rientranti vanno portate alla giusta lunghezza, che risulta dalla tabella. Raccordo al ricevitore con piattina bifilare da 300 ohm

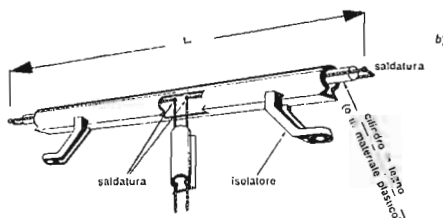



Fig. 1b/0445
Tipo in *linea a supporto tubolare continuo.* L'irrigidimento si ottiene infilando un cilindro in legno (od in materiale plastico) all'interno della parte tubolare e fissando l'antenna al muro con gli appositi isolatori.

Canale	A/TV	B/TV	C/TV	MF
Lunghezza metri	2,16	1,86	1,42	1,30
Canale	D/TV	E-F/TV	G H/TV	
Lunghezza metri	0,68	0,64	0,58	

ottenere un aumento del suddetto rapporto. Infatti dato che il ricevitore è alimentato in corrente continua, e perciò è da escludere la possibilità che i disturbi pervengano al ricevitore tramite la linea della rete elettrica, non vediamo altra soluzione possibile.

(*P. Soati*)

0446 – R. De Nisco L.

D. A proposito dei trasformatori di uscita verticali.

R. L'argomento è piuttosto vasto ed evidentemente non ci è possibile trattarlo in questa rubrica, ci riserviamo però di esaminarlo prossimamente in un articolo, nel quale sarà preso in considerazione il circuito di deflessione verticale di un televisore.

Ripetiamo quanto abbiamo già detto altra volta che data l'esiguità del suo costo più che l'autocostruzione del trasformatore di uscita verticale è consigliabile il suo acquisto. Ad ogni modo, a titolo di esempio, nella seguente tabella riportiamo i dati tecnici relativi a trasformatori del circuito di deflessione verticale 110° del circuito di figura 1.

Le misure dell'induttanza sono state effettuate con ponte General Radio 650A con segnale a 1000 Hz, senza componente continua nel primario.

Nelle figure 2 e 3 sono riportate le misure in millimetri dei lamierini relativi ai suddetti trasformatori. Sempre a titolo di esempio segnaliamo i dati relativi ad alcuni trasformatori di uscita verticali PHILIPS.

AT3502 = Deflessione a 70°. Primario = = 3650 spire, resistenza 520 Ω; secondario

Induttanza avvol. primario (secondario aperto)	9,2	11,2	H
Induttanza avvol. primario (secondario in cc)	116	182	mH
Induttanza avvol. secondario (primario aperto)	790	79,8	mH
Induttanza avvol. secondario (primario in cc)	10	1	mH
Resistenza avvolgimento primario	545	370	Ω
Resistenza avvolgimento secondario	158	2,3	Ω
Rapporto di trasformazione	4,1/1	13,5/1	—
Numero spire avvolgimento primario	3000,(1)	3000(3)	spire
Numero spire avvolgimento secondario	740(2)	220(4)	spire
Spessore pacco lamellare	14	32	mm.
Massimo traferro	—	0,10	mm.
Montaggio lamierini	incrociati	—	

(1) in 25 strati di 120 spire. Filo da 10/1000 di rame smaltato.
(2) in 6 strati di 120 spire + 1 strato di 20 spire. Filo da 10/100 rame smaltato.
(3) in 20 strati di 150 spire. Filo da 15/100 di rame smaltato.
(4) in 5 strati di 45 spire. Filo da 60/100 di rame smaltato.

120 spire, resistenza 0,45 Ω; reazione 1800 spire, resistenza 400 Ω. AT3504 = Deflessione 90°. Primario 2720, resistenza 200 Ω; secondario 92 spire, resistenza 0,44 Ω; reazione 1300 spire, resistenza 240 Ω; avvolgimento ausiliare 650 spire, resistenza 140 Ω.

(*P. Soati*)

0447 – *Sigg. C. Pasquale – Trento; F. Riccardi – Palermo.*

D. Si desidera conoscere come deve essere usato l'oscilloscopio per controllare i trasmettitori dei radioamatori.

R. Esamineremo i controlli relativi la modulazione. Data la vastità dell'argomento sugli altri controlli, relativi la portante, ci intratteremo prossimamente.

In figura 1 è riportato lo schema relativo i collegamenti che occorre eseguire per accoppiare un oscilloscopio ad un trasmettitore per radioamatori, allo scopo di controllarne la percentuale di modulazione. Dallo stesso si può osservare come la placche di deflessione verticale siano accoppiate alla bobina del PA, oppure a quella di antenna, per mezzo della bobina « LA » e di una linea costituita da due conduttori attorcigliati fra loro.

Allo scopo di eliminare le eventuali armoniche può essere realizzato un circuito risonante accoppiato, come indicato in figura 2.

In ambedue i casi il grado di accoppiamento ottimo della bobina LA dovrà essere trovato per tentativi.

Fig. 1/0446

Fig. 2/0446

Fig. 3/0446

La tensione di spazzolamento orizzontale sarà aggiustata in modo tale che l'altezza dell'immagine, relativa l'onda portante, sia presso a poco la metà della lunghezza.

La figura 4 mostra l'immagine che si dovrà osservare sullo schermo in assenza di portante, mentre quando è presente la portante ed è assente la modulazione, si avrà un immagine simile a quella riportata in figura 5 nella quale i limiti sono fissati dalle lettere *A* e *B*. Nel caso in cui l'onda portante sia modulata al 100 % l'ampiezza varierà rapidamente raggiungendo delle dimensioni in altezza che saranno pari al doppio rispetto a quelle relative la sola portante. In figura 6 le lettere *AC* indicano per l'appunto i limiti dell'onda portante e le lettere *CD* i limiti dell'onda modulata al 100 %.

Queste dimensioni naturalmente saranno proporzionalmente inferiori nel caso in cui la percentuale di modulazione sia inferiore al 100 %, come si può osservare in figura 7, oppure superiori qualora si sia in presenza di sovramodulazione (figura 8).

Desiderando ottenere una rappresentazione trapezoidale dell'immagine oscilloscopica, le placche verticali saranno collegate come nel caso precedente, mentre le placche orizzontali dovranno essere alimentate da una parte della tensione ad audio frequenza, come è indicato nello schema di figura 3.

L'accoppiamento delle placche orizzontali avverrà tramite il partitore di tensione R_1-P_1. È stato scelto un potenziometro, anzichè una resistenza, allo scopo di consentire delle variazioni di resistenza, la qualcosa permette il raggiungimento di uno spazzolamento orizzontale soddisfacente senza notevoli perdite di tempo.

Il potenziometro sarà scelto con un valore di 250.000 Ω, mentre R_1, in linea di massima, dovrà avere una resistenza di 250.000 Ω per ogni 150 V di tensione di uscita del modulatore.

Ad esempio, se all'uscita del modulatore sarà presente una tensione di 310 V, R_1 verrà scelta con il valore di 500.000 Ω (250.000 × 2) e P_1, come abbiamo già detto, di 250.000 Ω.

Allo scopo di ottenere un buon accoppiamento nei confronti delle frequenze più basse, il condensatore *C* sarà scelto in modo che la sua capacità in μμF sia uguale a 0,004/R (dove $R = R_1 + P_1$). Nel caso in cui R_1 sia uguale ad 1 MΩ, *C* sarà scelto con il valore di 0.004 μF. Naturalmente la sua scelta può essere fatta anche per tentativi.

Le figure 9, 10, 11, 12 e 13 rappresentano rispettivamente l'immagine che si deve osservare sull'oscilloscopio: *a*) in assenza di portante, *b*) con la presenza della sola portante, *c*) onda modulata al 100 %, *d*) onda modulata meno del 100 %, *e*) onda sovramodulata.

(P. Soati)

Fig. 1/0447 Fig. 2/0447

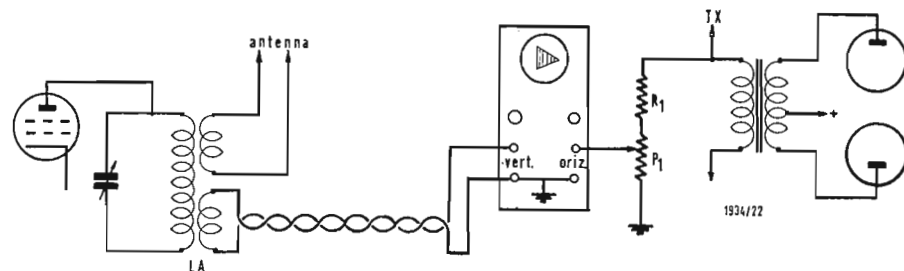
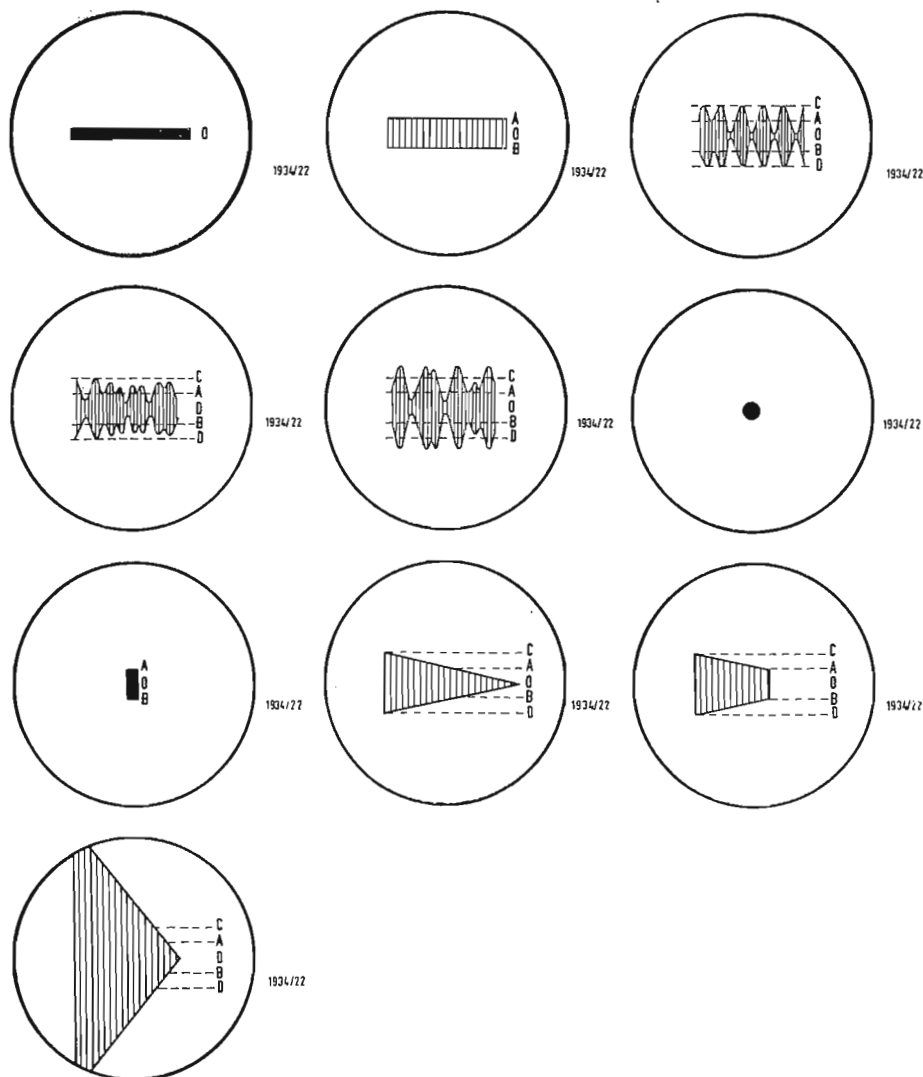



Fig. 3/0447

Da sinistra a destra e dall'alto al basso: Fig. 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13/0447

0448 – *Sig. Tommasini P.*

D. Pubblicazione relative i raggi infrarossi.

R. Una pubblicazione molto interessante al riguardo è quella del *W. Summer, ultraviolet and infra-red Engineering*, illustrata e di 304 pagine. L'editore è Sir Isaac Pitman F Sons. Ltd, Pitman House Parker street, Kingsway, London WC2. Nella stessa è riportata anche una ricca bibliografia.

(P. Soati)

Schema elettrico del radio ricevitore SABA - Mod. Frendenstadt 9